THÈSE

présentée

pour l'obtention du diplôme de

DOCTEUR DE 3ème CYCLE

à

L'UNIVERSITÉ PIERRE ET MARIE CURIE
- Paris VI -

Spécialité : **SCIENCES PHYSIQUES**

Mention : **ACOUSTIQUE**

par

NGUYEN HOANG GIANG

Sujet de la Thèse :

TRANSDUCTEURS ULTRASONORES EN POLYFLUORURE DE VINYLIDÈNE (PVF_2) POUR L'IMAGERIE MÉDICALE

Soutenue le 16 Novembre 1982, devant la Commission composée de :

MM.	A. ZAREMBOVITCH	Président
	P. ALAIS	Examinateurs
	P. HARTEMANN	
	F. MICHERON	
	P. TOURNOIS	

UNIV.
LEIDEN

THÈSE

présentée

pour l'obtention du diplôme de

DOCTEUR DE 3ème CYCLE

à

L'UNIVERSITÉ PIERRE ET MARIE CURIE
- Paris VI -

Spécialité : **SCIENCES PHYSIQUES**

Mention : **ACOUSTIQUE**

par

NGUYEN HOANG GIANG

Sujet de la Thèse :

TRANSDUCTEURS ULTRASONORES EN POLYFLUORURE DE VINYLIDÈNE (PVF_2) POUR L'IMAGERIE MÉDICALE

Soutenue le 16 Novembre 1982, devant la Commission composée de :

MM. A. ZAREMBOVITCH — Président

P. ALAIS
P. HARTEMANN
F. MICHERON
P. TOURNOIS
— Examinateurs

REMERCIEMENTS

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur Le Professeur A.ZAREMBOVITCH, Directeur du Laboratoire "Dynamique du Réseau et Ultrasons"à l'Université Pierre et Marie CURIE, qui a suivi ce travail et a accepté de présider ce jury.

Je tiens à remercier Monsieur Le Professeur P.ALAIS, Directeur du Laboratoire "d'Acoustique Physique et Informatique"à l'Université Pierre et Marie CURIE, qui a bien voulu faire partie du jury.

Le présent travail a été effectué au Laboratoire Central de Recherches de THOMSON-C.S.F., dirigé par Monsieur E.SPITZ, à qui j'adresse mes très vifs remerciements pour m'avoir fourni les moyens de réaliser cette étude.

Je suis très reconnaissant à Monsieur P.TOURNOIS, Directeur Technique à la Compagnie Générale de Radiologie, pour l'honneur qu'il me fait en participant au jury.

Je remercie également Monsieur F.MICHERON, Chef du Laboratoire "Physique des Polymères " au Laboratoire Central de Recherches de THOMSON-C.S.F., qui a accepté d'être membre du jury et m'a permis d'utiliser les films de Polyfluorure de Vinylidène élaborés dans son laboratoire.

Monsieur P.HARTEMANN, Chef du Laboratoire "d'Acoustoélectricité et Magnétisme" m'a accueilli dans son laboratoire, m'a proposé ce sujet et a dirigé mon travail. Je le prie de bien vouloir trouver ici ma profonde gratitude pour son aide constante très efficace.

Mes plus vifs remerciements vont également à mes amis et collègues du Laboratoire d'Acoustoélectricité et Magnétisme et du Laboratoire Physique des Polymères, et plus particulièrement Monsieur A.SOUFACHE pour son assistance technique dans la réalisation des montages mécaniques, à Monsieur A.WOCHENMAYER et à Mademoiselle D.MACREAUX pour les dépôts et gravures des couches métalliques.

Je remercie également Madame G.CHRETIEN qui a assuré avec patience la frappe de cette thèse.

Je remercie enfin, la Compagnie C.G.R.Ultrasonic pour son soutien financier et technique.

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41543523_0015

TRANSDUCTEURS ULTRASONORES EN POLYFLUORURE DE VINYLIDÈNE (PVF_2) POUR L'IMAGERIE MÉDICALE.

RÉSUMÉ CONDENSÉ

Une étude approfondie des possibilités d'utiliser le Polyfluorure de Vinylidène (PVF_2) en transducteurs d'imagerie médicale a été effectuée au cours de ce travail. Pour la première fois, les mono-transducteurs et les réseaux transducteurs en PVF_2 ont été réalisés selon des configurations permettant d'une part la vibration d'épaisseur type demi onde du film de PVF_2 dans une mono-sonde et d'autre part la vibration en mode de réseau dans un transducteur multiéléments.

Des configurations adaptées à la faible piézoélectricité du PVF_2 ont été recherchées. Une configuration originale de monotransducteur a été mise au point à l'aide des films de PVF_2 d'épaisseur importante fabriqués dans notre Laboratoire Central de Recherches. Avec cette configuration optimisée, un rendement maximal du transducteur a été obtenu, ce qui a permis de comparer les performances des transducteurs d'imagerie en PVF_2 à celles des transducteurs conventionnels en céramique piézoélectrique.

Les transducteurs focalisants d'imagerie en PVF_2 sont caractérisés par une très courte réponse impulsionnelle, ce qui implique une bonne résolution en profondeur d'exploration.

Des réseaux de multiple transducteurs ont été étudiés pour compléter cette étude. Une configuration très particulière des réseaux en PVF_2 comportant les électrodes déposées sur un film substrat non piézoélectrique, a été développée et mise au point. Un tel réseau est caractérisé par un mode pur de vibration des éléments et par un faible niveau de couplage inter-élements. Des expériences de focalisation ont été réalisées avec un réseau de 30 éléments.

RÉSUMÉ

I - INTRODUCTION.

Après un bref rappel historique des travaux sur les polymères piézoélectriques, nous présentons notre travail qui consiste en une évaluation théorique et expérimentale des possibilités d'utiliser les films épais de PVF_2 dans des transducteurs ultrasonores pour imagerie médicale. Dans ce domaine, aucune recherche antérieure n'a été effectuée avec des échantillons de PVF_2 d'épaisseur supérieure à 100µm. Au cours de cette étude, des films de PVF_2 d'épaisseur comprise entre 100 et 300µm élaborés dans notre Centre de Recherches ont été caractérisés et employés pour réaliser des transducteurs mono et multi-éléments.

II - PRESENTATION DU MATERIAU.

Ce chapitre consiste en une présentation des méthodes de fabrication des films de PVF_2 et de leurs propriétés physiques que nous avons déterminées en exploitant les caractéristiques mesurées d'un résonateur en PVF_2 disposé dans l'air.

Les films de PVF_2 sont obtenus par pressage à 200°C sous 20 tonnes, puis par laminage à des températures comprises entre 50°C et 75°C afin d'obtenir un taux d'étirement voisin de 4. Les échantillons sont ensuite polarisés sous champ électrique (1MV/cm) à la même température de laminage. Un recuit libre ou sous contrainte a été effectué pendant un temps compris entre 15 minutes et 1 heure. La température de recuit peut varier de 55°C à 75°C selon l'échantillon. Le recuit donne au film de PVF_2 une meilleure stabilité dimensionnelle. Seule le mode de refroidissement après pressage modifie l'activité piezoélectrique à la fréquence de résonance en épaisseur du film.

Le refroidissement lent sous presse donne au film de PVF_2 un taux de cristallinité supérieur à 50%. Par ailleurs, les pertes diélectriques ont été sensiblement diminuées ($tg\delta = 0,19$) par bombardement électronique des échantillons de PVF_2.

III- MONO-TRANSDUCTEURS EN POLYFLUORURE DE VINYLIDENE.

Par suite de la faible piézoélectricité du PVF_2 par rapport à celle des céramiques piézoélectriques, la recherche d'une configuration optimale de transducteurs est nécessaire. Les influences de la charge acoustique arrière et du couplage mécanique avec les milieux biologiques sur les performances des transducteurs en PVF_2 ont été étudiées théoriquement et expérimentalement. Les caractéristiques principalement étudiées sont les pertes de conversion électromécanique, la bande passante et la réponse impulsionnelle du transducteur.

A bande égale à la même fréquence, un transducteur en PVF_2 a une réponse impulsionnelle plus courte que celle d'un transducteur en céramique. Les résultats expérimentaux obtenus au cours de cette étude montrent qu'à une fréquence centrale de 5MHz, un transducteur en PVF_2 de bande passante relative à 3dB de 32% a une réponse impulsionnelle de durée inférieure à 1µs, tandis que celle d'un transducteur en Titanate Zirconate de Plomb (PZT) a une durée nettement supérieure à 1µs.

- Charges acoustiques :

La configuration qui donne les moindres pertes de conversion utilise l'air comme charge acoustique arrière. Au cours de cette étude, l'action favorable d'une charge poreuse sur les pertes de conversion électromécanique du transducteur en PVF_2 a été mise en évidence.

Les pertes des transducteurs en PVF_2 dont la charge acoustique est constituée par l'air, diminuent de 1dB à 2dB si l'on utilise une charge en matériau poreux dont la taille moyenne des pores est comprise entre 7 et 12 longueurs d'onde dans l'air.

- Pertes de conversion électromécanique :

Les pertes de conversion électromécanique d'un transducteur en PVF_2 monté selon la configuration optimale sont voisines de 13dB pour un matériau PVF_2 à fort taux de cristallinité (supérieur à 50%)

Ces pertes ont été ramenées à 10dB avec un PVF_2 ayant subi en outre un bombardement électronique. Nous rappelons qu'un transducteur en céramique de même fréquence centrale et de bande passante équivalente a environ 5dB de pertes de conversion. Les fortes pertes des transducteurs en PVF_2 se traduisent par une dynamique plus réduite de l'image échographique.

- Couplage acoustique avec les milieux biologiques :

Les transducteurs en PVF_2 réalisés sont munis d'une couche d'adaptation mécanique sur la face rayonnante. Cette couche est constituée en une lame quart d'onde en Polystyrène Butadiène (ou PSB) dont la flexibilité a été aussi exploitée. La bande passante relative d'un transducteur en PVF_2 muni de lame quart d'onde en PSB est sensiblement élargie de 6%.

- Tranducteurs d'imagerie en PVF_2 :

Différents procédés de focalisation adaptés au PVF_2 ont été recherchés : focalisation par surface piézoélectrique concave et focalisation par lentilles acoustiques. Plusieurs matériaux polymères ont été utilisés pour réaliser ces lentilles acoustiques. Les diagrammes de rayonnement expérimentaux et simulés sur l'ordinateur sont en bonne concordance.

L'image échographique des tissus biologiques obtenue sur un échographe de CGR ULTRASONIC est au moins de même qualité que celle obtenue avec des sondes conventionnelles en céramique.

IV - RESEAU DE TRANSDUCTEURS EN PVF_2.

Ce chapitre concerne la conception et la réalisation des réseaux de transducteurs.

Une analyse des différentes méthodes de réalisation des réseaux de transducteurs sur film polymère piézoélectrique est présentée. A cause de la mauvaise adhérence des électrodes métalliques sur les films de polymère, une méthode originale utilisant un film de Polyéthylène Térephtalate (PETP) comme substrat porteur d'électrodes a permis de fabriquer des réseaux à grande ouverture (80 x $14mm^2$) et à faible pas acoustique (voisin de la demi longueur d'onde dans l'eau).

- Mode de vibration d'un résonateur piézoélectrique en forme de parallélépipède rectangle.

Les fréquences de résonance d'un résonateur piézoélectrique en forme de parallélépipède rectangle dépendent du rapport largeur sur épaisseur dans le cas bidimensionnel. Un tel résonateur en PVF_2 vibre en mode pur qu'on appelle mode du réseau ; aucun mode parasite n'a été détecté expérimentalement contrairement au cas de la céramique(PZT).

- Film substrat en Polyéthylène Térephtalate (PETP) :

Ce film substrat dont le monomère comporte des doubles liaisons carbone-oxygène donne une très bonne adhérence des électrodes métalliques. Nous rappelons que ces doubles liaisons C = O favorisent la création d'une couche métal-oxyde polymère responsable de l'adhérence métal-polymère.

- Couplage inter-élements :

Dans un réseau de transducteurs en PVF_2, le couplage inter-éléments est essentiellement de nature électrique. Ce couplage dépend principalement des conditions d'adaptation et d'isolation électrique des éléments du réseau. Un blindage du circuit d'adaptation électrique est nécessaire pour ramener le niveau du couplage entre éléments adjacents à -30dB.

- Réseau monolithique en PVF_2 :

Un réseau optimisé comportant 30 éléments de pas acoustique voisin de la longueur d'onde et fonctionnant à 3,2MHz a été réalisé avec la configuration:réseau déposé sur substrat. A cause de la faible capacité statique de chaque élément (1pF),les circuits d'adaptation électrique ont été placés tout près de chaque transducteur. La dynamique du signal est ainsi portée à plus de 35dB.

La synthèse d'une ouverture focalisante à distance focale fixe a été réalisée à l'aide de lignes à retard analogique. Le diagramme de rayonnement a été relevé. Le faisceau ultrasonore est focalisé à une distance axiale de 72mm avec une largeur de tache focale voisine de 4,5mm à 3,2MHz. La durée à -20dB de la réponse impulsionnelle de ce réseau est voisine de 1,8µs, soit une résolution en profondeur de 2,5 longueurs d'onde et ceci pour une bande passante relative à 3dB de 30%.

V-CONCLUSION.

Au cours de cette étude,des transducteurs en PVF_2 pour l'imagerie médicale ont été conçus et réalisés. Pour la première fois, des mono-transducteurs à éléments piézoélectriques en PVF_2 vibrant en mode demi-onde ont été réalisés et l'image des tissus biologiques a été obtenue avec un échographe.

Une méthode de fabrication de réseaux de transducteurs en PVF_2 à grande ouverture et à faible pas acoustique a été mise au point. Elle a l'avantage de ne pas altérer toutes les propriétés intrinsèques d'un transducteur en PVF_2 : mode de vibration pur et réponse impulsionnelle brève. Le bon fonctionnement du réseau a été vérifié en focalisant le faisceau ultrasonore.

TABLE DES MATIÈRES

I - INTRODUCTION. P.5

II - PRÉSENTATION DU MATÉRIAU. P.10

III - MONOTRANSDUCTEURS EN POLYFLUORURE DE VINYLIDÈNE (PVF_2). P.27

III -1. OPTIMISATION DES TRANSDUCTEURS EN PVF_2. P.29

III -1.1. PERTES DE CONVERSION ÉLECTROMÉCANIQUE.

III-1.1.A. CHARGES ACOUSTIQUES USUELLES.

A.1. MODÉLISATION.

A.2. OPTIMISATION EXPÉRIMENTALE DE LA CONFIGURATION DU TRANSDUCTEUR. P.54

III-1.1.B. CHARGES ACOUSTIQUES POREUSES. P.61

B.1. MISE EN ÉVIDENCE DE L'EFFET.

B.2. MODÉLISATION. P.72

III -1.2. BANDES PASSANTES. P.77

III-1.2.A. INFLUENCE DE LA CHARGE ACOUSTIQUE ARRIÈRE.

A.1. CALCULS ANALYTIQUES. P.82

A.2. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX. P.88

III-1.2.B. INFLUENCE DU COUPLAGE ACOUSTIQUE AVEC LES MILIEUX BIOLOGIQUES. P.98

B.1. LAME QUART D'ONDE EN POLYSTYRÈNE BUTADIÈNE (PSB) P.103

B.2. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX. P.107

III-1.3. RÉPONSES IMPULSIONNELLES.P.109

III-1.3.A. INFLUENCE DE LA CHARGE ACOUSTIQUE ARRIÈRE ET DE LA QUALITÉ DU MATÉRIAU PIÉZOÉLECTRIQUE.

A.1. CALCULS ANALYTIQUES.

A.2. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.P.119

III-1.3.B. INFLUENCE DE L'ADAPTATION ACOUSTIQUE.P.127

III-1.3.C. COMPARAISON DES RÉPONSES IMPULSIONNELLES DES SONDES EN PVF_2 ET EN CÉRAMIQUE PIÉZOÉLECTRIQUE.P.129

III-2.TRANSDUCTEURS D'IMAGERIE MÉDICALE EN PVF_2.P.134

III-2.1. PROCÉDÉS DE FOCALISATION. P.137

III-2.1.A. FOCALISATION PAR GÉOMÉTRIE CONCAVE.

A.1. SURFACE PIÉZOÉLECTRIQUE CONCAVE.

A.2. LENTILLES À SURFACE CONCAVE.P.142

III-2.1.B. FOCALISATION PAR GÉOMÉTRIE CONVEXE : LENTILLES À SURFACE CONVEXE. P.144

III-2.2. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DES TRANSDUCTEURS FOCALISANTS.P.147

III-2.2.A. CHAMP DE PRESSION ACOUSTIQUE EN RÉGIME HARMONIQUE.

III-2.2.B. CHAMP DE PRESSION ACOUSTIQUE EN RÉGIME IMPULSIONNEL.P.160

III-2.3. CARACTÉRISATION DES TRANSDUCTEURS D'IMAGERIE MÉDICALE. P.163

IV - RÉSEAUX DE TRANSDUCTEURS EN POLYFLUORURE DE VINYLIDÈNE. P.179

IV-1. MODES DE VIBRATION D'UN RÉSONATEUR PIÉZOÉLECTRIQUE EN FORME DE PARALLÉLÉPIPÈDE RECTANGLE. P.182

IV-2. RÉPONSE ANGULAIRE. P.185

IV-2.1. RÉCEPTION SOUS INCIDENCE OBLIQUE.

IV-2.2. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX. P.189

IV-3. COUPLAGES ENTRE ÉLÉMENTS DU RÉSEAU. P.194

IV-3.1. COUPLAGE DE NATURE ÉLECTRIQUE.

IV-3.2. COUPLAGE DE NATURE ACOUSTIQUE. P.196

IV-4. RÉSEAUX MONOLITHIQUES EN PVF_2. P.201

IV-4.1. TECHNOLOGIES DES RÉSEAUX DE TRANSDUCTEURS EN PVF_2

IV-4.2. RÉSEAUX DÉPOSÉS SUR FILM SUBSTRAT NON PIÉZO-ÉLECTRIQUE. P.204

IV-4.2.A. FILM SUBSTRAT EN POLYÉTHYLÈNE TÉREPHTALATE (PETP).

IV-4.2.B. MODE DE FONCTIONNEMENT. P.205

IV-4.2.C. TECHNIQUES DE FABRICATION D'UN RÉSEAU DE TRANSDUCTEURS EN PVF_2. P.206

IV-4.3. RÉSEAU LINÉAIRE EXPÉRIMENTAL EN PVF_2. P.215

IV-4.3.A. CARACTÉRISTIQUES MÉCANIQUES ET ÉLECTRIQUES.

IV-4.3.B. MODE DE VIBRATION DES ÉLÉMENTS DU RÉSEAU. P.222

IV-4.3.C. COUPLAGES INTER-ÉLÉMENTS. P.225

IV-4.3.D. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT. P.229

D.1. RÉPONSE ANGULAIRE D'UN ÉLÉMENT DU RÉSEAU.

D.2. FOCALISATION.

V - CONCLUSION. P.238

ANNEXES.

BIBLIOGRAPHIE.

CHAPITRE I

INTRODUCTION

Depuis les premiers travaux de P.LANGEVIN sur les transducteurs piézoélectriques dans les années vingt, on a assisté à un développement rapide des applications des ultrasons dans divers domaines : principalement l'écoute et la détection sous-marine par sonars, l'imagerie médicale, le contrôle non destructif des pièces mécaniques, le traitement du signal en télécommunication. Devant cette croissante évolution, il est nécessaire de développer les nouveaux matériaux piézoélectriques de base autres que les matériaux cristallins naturels. Ce qui conduit à la synthèse des corps cristallins piézoélectriques connus comme le quartz et nouveaux comme le Niobate de Lithium.

Or dès 1950, il a été montré que la piézoélectricité existe aussi dans les corps non cristallins organiques comme le bois (1). Les chercheurs ont aussi mis en évidence les propriétés piézoélectriques de plusieurs tissus biologiques comme les os, les tendons et les muscles. C'est alors que les polymères semi cristallins furent l'objet d'étude de nombreux chercheurs dans les années soixante, en particulier, le Polyfluorure de Vinylidène ou PVF_2. Parmi les études de ce dernier, les structures cristallines furent développées pour la première fois par LANDO et al (2) à la suite des travaux de GAL' PERIN. Cependant, il fallut attendre la découverte en 1969 de la piézoélectricité dans le PVF_2 par KAWAI (3), FUKADA (4) et de sa pyroélectricité par BERGMAN (5) pour que s'intensifient les recherches sur ce matériau.

Jusqu'en 1976, dans le domaine des transducteurs en polymère piézoélectrique, les premières tentatives d'utilisation du PVF_2 pour émettre et recevoir des ondes acoustiques de haute fréquence dans l'eau ont été entreprises par BUI et al. (6). En 1978, suivant ces mêmes principes, CALLERAME, TANCRELL et WILSON (7) ont réalisé une première sonde hydrophone en PVF_2. Seulement, dans toutes ces expériences, les films de PVF_2 d'origine japonaise (KUREHA ind.) utilisés ont de très faibles épaisseurs (inférieures à 30µm). Par conséquent, les sondes réalisées selon ces configurations ont de modestes performances, et sont inutilisables en imagerie médicale car leurs fréquences de résonance sont trop élevées (supérieures à 20MHz).

Pour des applications dans la gamme de fréquence 1 - 10MHz comme en imagerie ultrasonore dans les milieux biologiques, les performances des sondes dépendent à la fois des caractéristiques du matériau polymère piézoélectrique et des configurations de ces sondes. Plusieurs laboratoires de recherches industrielles ont entrepris des études sur les polymères piézoélectriques et sur la conception des transducteurs (8) (9). En particulier, les études menées au Laboratoire Central de Recherches THOMSON-CSF au Laboratoire de Physique des Polymères ont permis d'élaborer des films de PVF_2 piézoélectriques d'épaisseurs importantes (jusqu'à quelques millimètres).

Notre étude, portant sur les transducteurs ultrasonores d'imagerie médicale utilisant ces films de PVF_2 s'étend de la caractérisation en haute fréquence (1 - 100MHz) des films de PVF_2 à la conception des transducteurs mono-élément et multi-éléments en PVF_2.

Les échantillons de PVF_2 ont été caractérisés dans notre laboratoire selon la méthode des résonateurs piézoélectriques (10), (11).

Cette méthode a été introduite par BUI (12) et OHIGASHI (13) pour un matériau piézoélectrique avec fortes pertes comme le PVF_2. Ainsi, leurs propriétés diélectriques et piézoélectriques déduites de ces caractéristiques ont permis de sélectionner les films de PVF_2 utilisables pour des applications à haute fréquence et de suivre les progrès effectués au cours de leur élaboration. Elles ont aussi servi au développement d'un modèle de transducteur ultrasonore, dans lequel les performances du transducteur seront calculées en fonction des caractéristiques intrinsèques du film et en fonction de sa configuration de montage.

Au cours de cette étude, la configuration optimale de transducteur utilisant les films de PVF_2 a été recherchée expérimentalement, ensuite des sondes focalisantes d'imagerie ont été réalisées avec cette configuration et afin de rendre plus souple l'utilisation de ces films, différents procédés de focalisation ont été recherchés.

Les performances et les caractéristiques géométriques des sondes réalisées ont été déterminées systématiquement et comparées à celles des sondes d'imagerie en céramique conventionnelle. Enfin, les images des tissus biologiques ont été visualisées sur un échographe avec ces sondes en PVF_2 fonctionnant en émission-réception.

Des réseaux de multiples transducteurs ont été aussi étudiés et la configuration optimale de réseau en PVF_2 à grande ouverture a été recherchée. Un réseau linéaire de trente transducteurs élémentaires a été réalisé avec cette configuration optimale. Une focalisation à distance focale fixe a été réalisée pour vérifier le bon fonctionnement du réseau en appliquant une loi de retard sur les éléments de ce réseau. Ainsi, le diagramme de rayonnement de cette ouverture focalisante a été relevé expérimentalement.

CHAPITRE II

PRÉSENTATION DU MATÉRIAU

Constitué d'une partie cristalline et d'une partie amorphe, le polyfluorure de vinylidène ou PVF_2 est un polymère semi-cristallin dont le monomère, $CH_2 = CF_2$, polymérise en émulsion ou en suspension en milieux aqueux à 50°C sous une pression de 20 à 50 bars. Comme tous les autres polymères fluorés, le PVF_2 présente une bonne résistance chimique et une bonne tenue thermique; ceci est dû à la substitution du fluor dans la chaîne macromoléculaire. Par conséquent, le produit est chimiquement stable en raison de la difficulté de rupture des liaisons C - F dans la chaîne. Toutefois, le PVF_2 n'accepte pas les solutions fortement basiques, il gonfle légèrement dans les solvants polaires (acétone, acétate d'éthyle) (14).

Par sa structure macroscopique, le PVF_2 est donc un diélectrique polaire dont les dipôles élémentaires peuvent être orientés sous champ électrique intense (1MV/cm) (15) à condition de le porter à une température voisine de 70°C. L'alignement permanent des dipôles élémentaires dans ce matériau après refroidissement permet de le classer dans la famille des ferro-électriques qui sont des diélectriques possédant une polarisation rémanente. A ce propos, les cycles d'hystérésis de la polarisation avec le champ électrique dans le PVF_2 ont été tracés par TAMURA et al (16) et par KEPLER (17).

Trois principales variétés cristallographiques ont été observées et reconnues par des chercheurs; ce sont les phases cristallines β, α , γ ou I, II,III.

Seules les phases β orientée et α_p (phase α orientée) sont polaires et présentent des activités piézoélectriques. L'identification des phases cristallines α , β, γ et leurs dérivées peut être effectuée par la diffraction de rayons X, par l'étude du dichroïsme de raie en absorption IR, ou par l'étude des figures de diffraction de lumière (18). De nombreux modèles ont été proposés pour l'étude de la morphologie du PVF_2, seul le modèle fibro-lamellaire semble donner satisfaction aux vérifications des résultats expériemntaux (19). Selon ce modèle, le PVF_2 cristallise sous forme de sphérolithes (voir Fig.II-1.) lors du passage de l'état fondu à l'état solide. Les sphérolithes sont formées de fibrilles contenant des lamelles lesquelles sont composées de cristallites interconnectées à l'amorphe (voir Fig.II-2).

Trois types d'amorphe sont représentés : intercristallite, interlamellaire et intersphérolithe. Ces parties amorphes contribuent essentiellement d'une part aux propriétés mécaniques du film et d'autre part aux propriétés piézoélectriques de ce dernier. Autrement dit, la piézoélectricité du film de PVF_2 dépend à la fois des parties cristallines et des parties amorphes. Selon les conditions de polymérisation et de transformation, la cristallinité du film peut varier de 35% à 70% et la masse moléculaire du PVF_2 de 70.000 à 500.000. Différentes phases cristallines peuvent être obtenues soit à partir de l'état fondu, soit à partir de la solution.

Mais l'objectif final est d'obtenir la phase β orientée ou la phase α_p orientée. Les transitions de la phase cristalline du PVF_2 ont été illustrées par le schéma de la Fig.II.3.

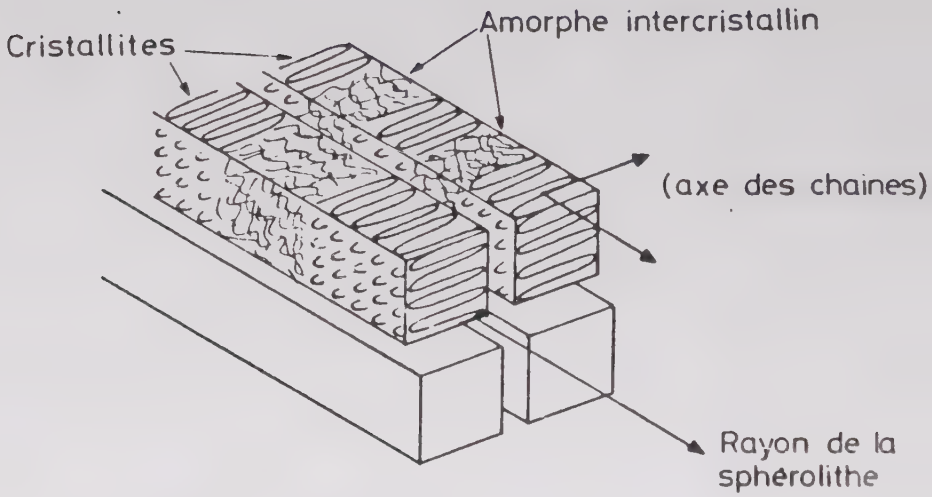
Les films de PVF_2 utilisés au cours de cette étude contiennent en majorité la phase β orientée que l'on peut classer dans le système cristallin orthorhombique de classe spatiale Cm2m.

Fig.II.1.

SPHEROLITHE DE PVF_2

Fig.II.2.

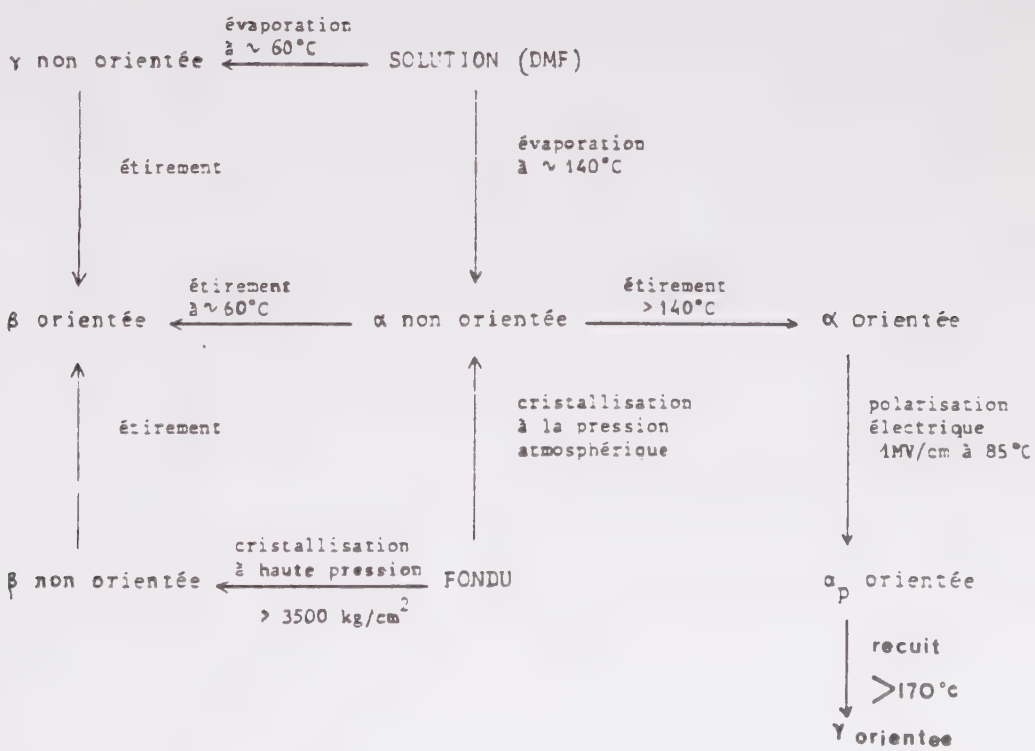
STRUCTURE LAMELLAIRE



Structure lamellaire

Fig.II.3.

TRANSITIONS DE LA PHASE CRISTALLINE DE PVF_2



Ces films ont été cristallisés à haute pression à partir de l'état fondu. Après refroidissement, ils ont été étirés mécaniquement dans une seule direction perpendiculaire à la direction de polarisation électrique. De cette manière, seule la phase β orientée sera obtenue. Afin de donner aux films de PVF_2 une stabilité dimentionnelle dans le temps, un recuit a été effectué à une température inférieure à celle de l'étirement mécanique (voisine de 65°C).

Comme d'autres polymères, le PVF_2 présente des températures de transition. Au phénomène de fusion sera associé une transition cristalline, par laquelle l'état cristallin ordonné passe à un état liquide désordonné. Ce changement d'état s'effectue à la température de fusion T_f qui peut varier en fonction de l'importance de la phase amorphe. Aux amorphes intersphérolithe, interlamellaire et intercristallite seront associées deux températures de transition dites températures de transition vitreuse : la transition vitreuse basse à T_g (ℓ) attribué à l'amorphe intersphérolithe et la transition vitreuse haute à T_g (^{u}) attribuée aux amorphes interlamellaire et intercristallite. A ces températures de transition T_g les chaines moléculaires peuvent se mouvoir, autrement dit un phénomène de relaxation aura lieu à T_g.

Ces transitions sont responsables des pertes diélectriques dans le matériau; l'angle de pertes diélectriques tg δ est maximal à la température de transition vitreuse. Pour un échantillon de PVF_2 dont la fréquence de résonance en épaisseur est voisine de 5MHz, cette température de transition vitreuse est voisine de 25°C (11).

Au cours de cette étude, deux types de matériaux ont été expérimentés pour les applications à haute fréquence (1 - 10MHz) : PVF_2 à faible taux de cristallinité (< 40%) et PVF_2 à fort taux de cristallinité (> 50%) L'augmentation de la cristallinité, accompagnée par une diminution du volume amorphe, a été obtenue par refroidissement lent sous presse après cristallisation à partir de l'état fondu. L'action du refroidissement lent entraîne une cristallisation de sphérolithes à grandes tailles (≃ 10µm). Par contre, un refroidissement rapide par trempé au sortir de la presse conduit à un faible taux de cristallinité. Dans ce cas, la taille des sphérolithes est très faible (1µm). Toutefois, ce phénomène est limité par l'origine du matériau de base utilisé ; selon les conditions de polymérisation ces effets seront plus ou moins importants.

Récemment, pour tenter de déplacer la température de transition T_g hors de la gamme des températures ambiantes, la technique de bombardement du matériau par un intense faisceau d'électrons (20 à 60 Mrad) a été utilisée. A une dose convenable en dessous du seuil de saturation (au delà de 60 Mrad), le bombardement électronique peut créer des liaisons entre deux chaines moléculaires adjacentes. Ces liaisons inter-chaînes entraînent le blocage des mouvements de ralaxation des chaînes moléculaires.

Ce qui revient à dire que l'influence des phases amorphes dans le fonctionnement du film de PVF_2 irradié, en résonateur mode épaisseur, est moins importante que celle dans le cas d'un matériau ayant subi un traitement habituel. La température de transition vitreuse T_g a été effectivement déplacée vers les hautes températures au fur et à mesure que la dose d'irradiation augmente. A la température ambiante (25°C), l'angle de pertes diélectriques $tg\delta$ a été diminué sensiblement par l'action de l'irradiation (19%). Cependant, le matériau durcit en fonction de la dose absorbée.

- CARACTERISATION PAR LA METHODE DU RESONATEUR :

Les caractéristiques des échantillons de PVF_2 provenant de différents traitements ont été déterminées expérimentalement par la méthode du résonateur piézoélectrique proposée par BUI et al (10) (12). Cette méthode consiste en la mesure des paramètres diélectriques et piézoélectriques d'un résonateur à ondes élastiques de volume. Dans notre cas, le résonateur est constitué par un film de PVF_2 portant deux électrodes circulaires de diamètre plus grand que l'épaisseur du film. Ce résonateur est disposé dans l'air à l'aide d'un montage d'isolement électrique et thermique. Les parties réelles R_S et imaginaires X_S de l'impédance électrique sont mesurées dans la gamme de fréquence 1-100MHz avec un RX mètre; en particulier, plusieurs mesures sont effectuées au voisinage de la fréquence de résonance f_o. Au voisinage de cette fréquence, la partie résistive R_S se décompose en une résistance de rayonnement acoustique R_A et une résistance proportionnelle aux pertes diélectriques R_{So}, la partie réactive X_S se décompose en une capacité statique C_S et une réactance de rayonnement acoustique X_A. Le schéma équivalent électrique au voisinage de f_o de ce dipôle est montré sur la Fig.II-4.

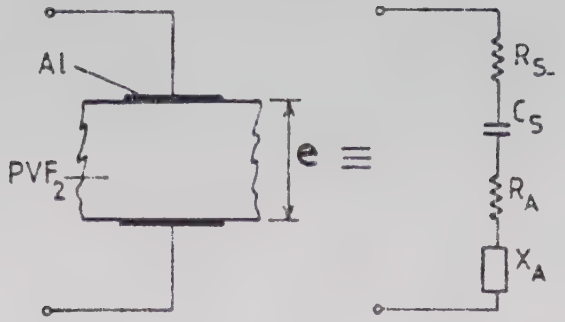


Fig.II.4-Schéma équivalent d'un résonateur acoustique en PVF_2

C_S et R_{So} sont déterminés près de la fréquence de résonance par interpolation des courbes R_S (f) et X_S (f). La permittivité diélectrique ε_{33} et le facteur de pertes diélectriques tg δ sont calculés à l'aide des résultats obtenus loin de la résonance. La fréquence de resonance f_o correspond par définition au maximum de R_A. La vitesse des ondes élastiques de volume V_L suivant la direction perpendiculaire au film de PVF_2 est déterminée par la relation suivante :

$$e = \frac{V_L}{2f_o} \qquad (II.1)$$

e étant l'épaisseur du film et égale à la moitié de la longueur d'onde à la fréquence de résonance.

Le coefficient de qualité acoustique Q_{ac} est déduit de la pente de la courbe $\frac{XA}{RA}(f)$ au voisinage de f_o.
En effet, Q_{ac} et $\frac{XA}{RA}$ sont reliés par la relation :

$$\frac{XA}{RA} = -2\,Q_{ac}\left(\frac{f}{f_o} - 1\right) \qquad (II.2)$$

Et le coefficient d'absorption α est exprimé par la relation :

$$\alpha = \frac{\pi}{2e\,Q_{ac}} \qquad (II.3)$$

A partir de ces résultats, le coefficient de couplage électromécanique k_{33} sera exprimé par la relation :

$$k_{33}^2 = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\omega_o C_S\ R_{A\,max}}{Q_{ac}} \qquad (II.4)$$

$$\omega_o = 2\pi f_o$$

$$C_S = \frac{1}{2\pi f_o\ \ X_S(f_o)} \qquad (II.5)$$

La constante élastique durcie ("module d'Young") est $\bar{C}_{33}$

$$\bar{C}_{33} = \rho V^2 \qquad (II.6)$$

$\rho = 1{,}76\ g/cm^3$ (densité volumique du matériau)

La constante élastique C_{33}^{E} et le coefiicient de couplage électromécanique k_{33} sont reliés par la relation :

$$C_{33}^{E} = \bar{C}_{33} (1 - k_{33}^{2}) \qquad (II.7)$$

Les coefficients piézoélectriques e_{33} et d_{33} sont exprimés par les realtions :

$$e_{33} = k_{33} (\bar{C}_{33} \ \varepsilon_{33})^{1/2} \qquad (II.8)$$

$$d_{33} = \frac{e_{33}}{\bar{C}_{33}} \qquad (II.9)$$

Le coefficient piézoélectrique g_{33} est exprimé par la relation:

$$g_{33} = \frac{d_{33}}{\varepsilon_{33}} \qquad (II.10)$$

De nombreuses caractérisations ont été effectuées selon cette méthode. Seuls les caractéristiques de quatre échantillons représentatifs sont présentées dans le tableau (II.1).

TYPE I - (désignation du PVF_2 : KPL 131) :

échantillon soumis au refroidissement rapide par trempé au sortir de presse, donc à faible taux de cristallinité.

TYPE II - (désignation du PVF_2 : KPL 170 B) :

échantillon soumis au refroidissement lent sous presse, donc à fort taux de cristallinité.

TYPE III - (désignation du PVF_2 : SPL 40) :

échantillon à faible taux de cristallinité soumis au bombardement électronique, donc à faibles pertes diélectriques.

TYPE IV - (désignation du PVF_2 : SPL 10-14 B) :

échantillon à fort taux de cristallinité soumis au bombardement électronique, donc à faibles pertes dielectriques.

Le traitement par refroidissement lent sous presse donne une très nette augmentation du coefficient de couplage électromécanique k_{33} par rapport au refroidissement rapide; par ce traitement k_{33} peut atteindre des valeurs voisines de 18%. Les pertes diélectriques $tg\,\delta$ d'un tel matériau sont élevées (0,24).

Le bombardement électronique a pour effet de diminuer les pertes diélectriques $tg\,\delta$ dans le matériau; à dose convenable (voisine de 40 Mrad) $tg\,\delta$ est voisin de 0,19. Une amélioration simultanée de k_{33} et de $tg\,\delta$ peut être obtenue par traitement à refroidissement lent et par bombardement électronique.

Pour ces quatre échantillons, les variations de $tg\,\delta$ en fonction de la fréquence ont été mesurées, ainsi que leur permittivité diélectrique ε_{33} (voir Fig.II.5 et Fig.II.6).

Matériau	PVF_2			
Echantillon	KPL131	KPL170 B	SPL40	SPL10.14 B
Epaisseur e (µm)	226	120	192	183
Diamètre du résonateur Ø (mm)	7,5	5,5	5,5	5,5
Fréquence de résonance f_o (MHz)	4,6	8,9	5,6	6
R_a max (Ω)	295	360	793	730
C_S (pF)	13	11	7	7
Permittivité diélectrique ε_{33}^S (pF/m)	66	46	53	52
Permittivité relative ε_r^S	7	5,2	6	6
Pertes diélectriques tg δ	0,26	0,24	0,22	0,19
Vitesse de propagation V_L (m/s)	2093	2136	2160	2190
Impédance acoustique Z_{ac} (Kg m^{-2} s^{-1})	$3,7.10^6$	$3,8.10^6$	$3,8.10^6$	$3,8.10^6$
Coefficient de qualité acoustique Q_{ac}	9	9	9,6	8,6
Constante élastique durcie $\bar{C}_{33}$ (N/m^2)	$7,7.10^9$	8.10^9	$8,2.10^9$	$8,4.10^9$
Constante élastique C_{33} (N/m^2)	7.10^9	8.10^9	8.10^9	$8,3.10^9$
Coefficient de couplage électromécanique K_{33} (%)	12,3	17,6	16,3	16,7
Constante piézoélectrique $\lvert e_{33} \rvert$ (cb/m^2)	0,087	0,106	0,107	0,11
Coefficient piézoélectrique d_{33} (pC/N)	11,3	13,3	13,1	13,1

TABLEAU II-1.

Caractéristiques de quatre échantillons de PVF_2.

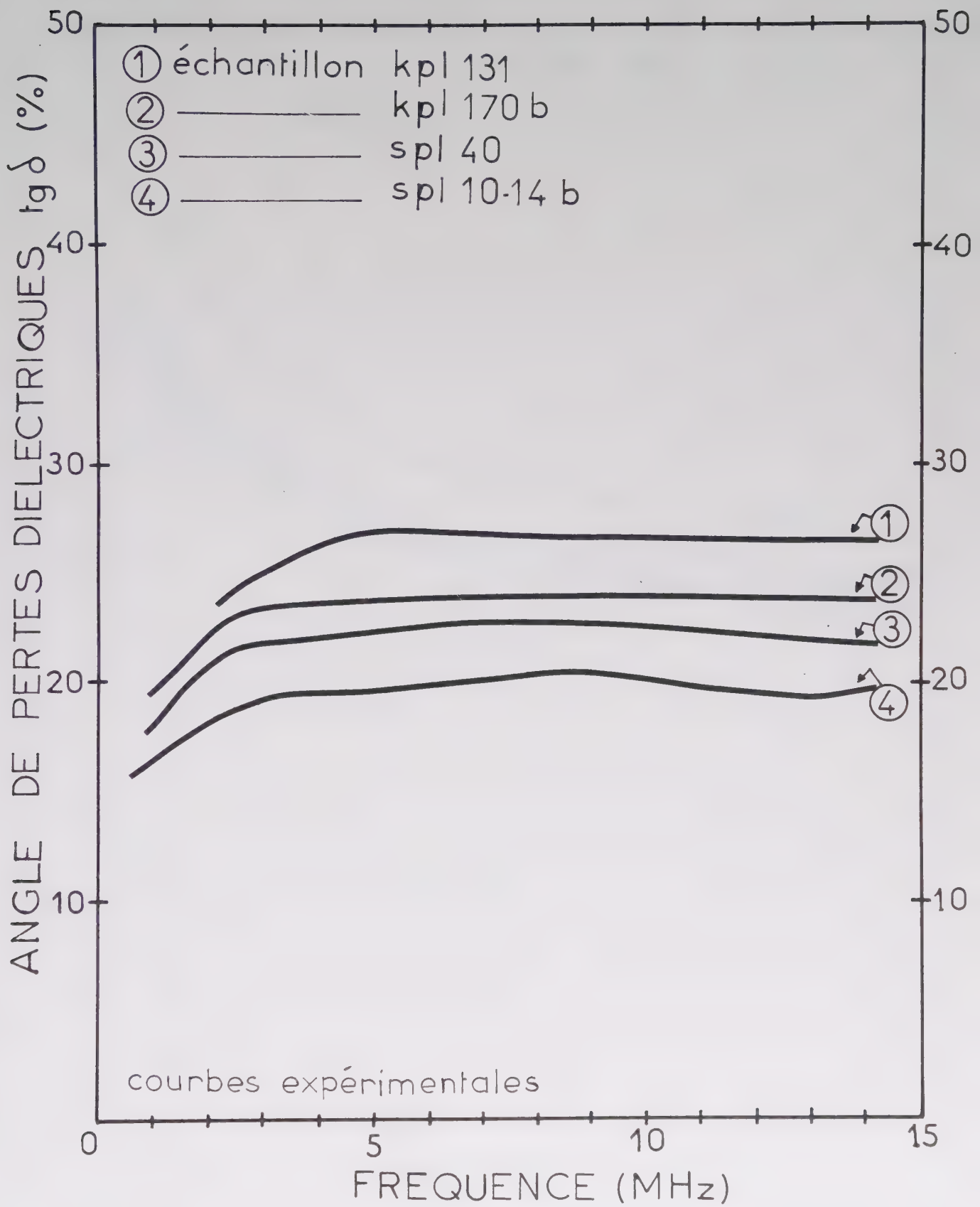


Fig.II.5. Pertes diélectriques tg δ de quatre échantillons de PVF_2 en fonction de la fréquence.

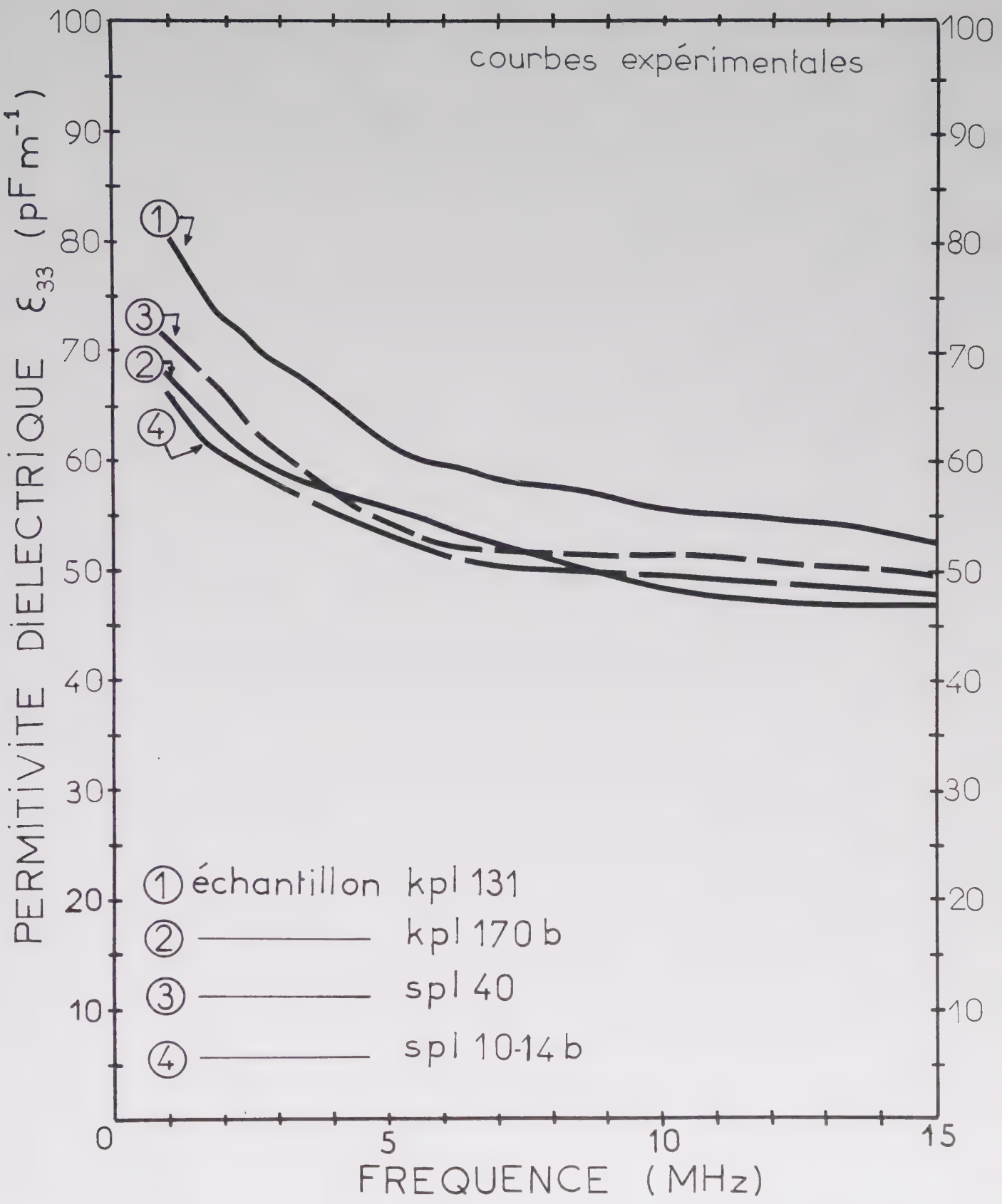


Fig.II.6. Permittivité diélectrique ε_{33} de quatre échantillons de PVF_2 en fonction de la fréquence.

CHAPITRE III

MONO-TRANSDUCTEURS EN POLYFLURORURE DE VINYLIDÈNE

En qualité de matériau piézoélectrique, les films de Polyfluorure de Vinylidène ou PVF_2 présentent différentes propriétés intrinsèques. L'impédance acoustique Z du PVF_2 ($Z_{PVF_2} = 3,8.10^6$ $Kgm^{-2}s^{-1}$) est très voisine de celle de l'eau ($Z_{eau} = 1,5.10^6$ $Kgm^{-2}s^{-1}$), soit $Z_{PVF_2} = 3 \times Z_{eau}$. Pour les ondes ultrasonores, les tissus biologiques ont une impédance acoustique semblable à celle de l'eau. Alors, le couplage mécanique entre le PVF_2 et ces tissus biologiques est beaucoup plus simple que le couplage entre les matériaux conventionnels utilisés dans les transducteurs céramiques et ces derniers; l'impédance acoustique des céramiques est voisine de $30.10^6 Kgm^{-2}s^{-1}$, soit $Z_{céramique} = 20 \times Z_{eau}$. Le PVF_2 possède également un faible coefficient de qualité mécanique Q_{ac} (voisin de 10). Par conséquent, il peut être utilisé dans les dispositifs à ondes élastiques à large bande.

Etant présenté sous forme de film déformable de large dimension, le PVF_2 peut épouser parfaitement différentes géométries de surface.

L'utilisation de ce type de matériau piézoélectrique est donc plus souple que les céramiques piézoélectriques telles les Titanates Zirconates de Plomb (PZT).

Dans cette partie de l'étude, les possibilités d'utilisation du PVF_2 en mono-sonde dans les dispositifs d'examen médical par tomo-échographie ultrasonore seront évaluées. Afin d'optimiser la configuration adaptée à ce matériau, une analyse plus précise des configurations possibles de montage du film sera présentée. Les transducteurs focalisants en PVF_2 seront réalisés et leurs caractéristiques seront comparées à celles des transducteurs conventionnels en céramique piézoélectriques.

III -1. OPTIMISATION DES TRANSDUCTEURS EN PVF_2

Les qualités recherchées en transducteur d'imagerie échographique consistent en un bon rendement de conversion électromécanique qui simplifie le traitement du signal réfléchi après illumination du milieu biologique, et une réponse impulsionnlle très brève qui donne une bonne résolution en profondeur. De telles performances sont fonction de la qualité du matériau piézoélectrique et de la configuration du montage.

III - 1.1. PERTES DE CONVERSION ÉLECTROMÉCANIQUE.

III -1.1.A. CHARGES ACOUSTIQUES USUELLES

A.1. MODÉLISATION :

Le problème se limite au cas de transducteur plan dont l'épaisseur du disque piézoélectrique est très faible devant le diamètre (modèle unidimentionnel de MASON en régime harmonique).

Le schéma de la Fig.III-1. illustre un plan de coupe selon l'axe de symétrie de révolution du transducteur.

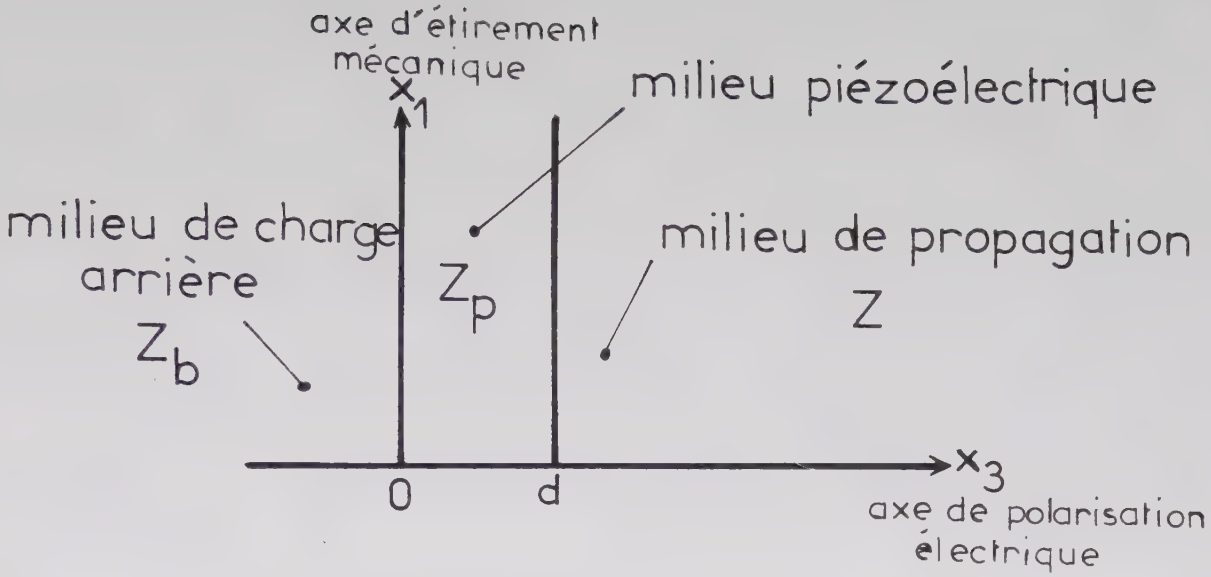

axe d'étirement
mécanique
x_1
milieu piézoélectrique
milieu de charge
arrière
Z_b
Z_p
milieu de propagation
Z
x_3
0
d
axe de polarisation
électrique

Fig.III.1.

Selon ce modèle, le disque piézoélectrique peut être considéré comme un résonateur chargé; la condition de vibration et la quantité d'énergie acoustique rayonnée dependent donc des charges acoustiques appliquées à ses deux faces. Dans tout ce calcul, le milieu avant est supposé être de l'eau et les pertes diélectriques et acoustiques dans le matériau piézoélectrique ont été introduites. La fréquence de résonance du disque piézoélectrique correspond à la demi longueur d'onde, si l'impédance acoustique du milieu de charge arrière est faible ou voisine de celle de ce disque. Elle correspond au quart de la longueur d'onde si l'impédance acoustique du milieu arrière est grande devant celle du disque (20) (21).

Bien que l'analyse de l'influence de la charge acoustique arrière sur les pertes de conversion d'un transducteur piézoélectrique soit faite séparément de celle de sa bande passante, il existe un compromis entre la sensibilité et la bande passante d'un tel transducteur. Ce compromis est à prendre en compte dans la conception des sondes ultrasonores selon leurs applications. En effet, l'énergie acoustique engendrée par le résonateur piézoélectrique chargé peut être rayonnée de part et d'autre de ses faces.

Deux cas peuvent se présenter :

- l'énergie acoustique est rayonnée d'un seul côté du résonateur. Le rendement est maximal car l'énergie acoustique n'est évacuée que par une seule face, alors la bande passante sera déterminée par les conditions de couplage acoustique avec le milieu de propagation du côté du rayonnement.

- une partie de l'énergie acoustique engendrée est absorbée par le milieu arrière. Le rendement devient plus faible que celui du cas précédent, mais la bande passante est devenue plus large; l'énergie acoustique créée au sein du résonateur sera évacuée dans un plus bref délai par rayonnement des deux côtés.

Dans le cas des céramiques telles que les titanates zirconates de plomb (PZT) dont le coefficient k_{33} est très élevé (voisin de 72% pour le P1-60 de Quartz et Silice), la sensibilité de la sonde n'est plus une préoccupation majeure mais une large bande passante est alors à rechercher. Différents moyens ont été utilisés : charge arrière absorbante, adaptation mécanique à la face avant.

Dans le cas du PVF_2, le compromis rendement-bande passante nous oblige à renvoyer toute l'énergie acoustique créée vers l'avant, car le coefficient de couplage k_{33} du PVF_2 est relativement faible (18%).

Le renvoi de l'énergie acoustique vers le milieu de propagation ($x_3 > d$) peut être effectué par réflexion totale (ou presque total) à l'interface arrière $x_3 = 0$.

Deux modes de vibration seront analysés : mode de vibration en demi onde et mode de vibration en quart d'onde.

La gamme de fréquence 1MHz-10MHz peut être obtenue en utilisant des films de PVF_2, dont l'épaisseur est comprise entre 100µm et 350µm pour le mode demi onde et inférieur à 100µm pour le mode quart d'onde.

Le mode demi onde peut être obtenu par l'utilisation de charges acoustiques constituées de polymères non polarisés tels que le Polyméthacrylate de Méthyle (PMMA) ou Plexiglass ($Z_{PMMA} = 3,2 \times 10^6 kg\ m^{-2}s^{-1}$), le Polytétrafluréthylène (PTFE)ou Téflon ($Z_{PTFE} = 2,8 \times 10^6 kg\ m^{-2}s^{-1}$). Le meilleur des cas a été obtenu avec une charge constituée de l'air ($Z_{air} = 428\ kg/m^2/s$).

Le mode en quart d'onde peut être obtenu en utilisant des charges acoustiques arrières d'impédance très grande devant Z_{PVF_2} . Les charges acoustiques relativement grandes devant Z_{PVF_2} peuvent être constituées par des métaux courants tels que le laiton (70% de cuivre et 30% d'aluminium) ($Z_{laiton} = 40 \times 10^6\ kg/m^2/s$) ou le cuivre ($Z_{cu} = 45 \times 10^6\ kg/m^2/s$) . Elles peuvent être aussi obtenues par charges raménées.

En effet, une onde harmonique plane se propageant dans un milieu limité (milieu 2) rencontre un milieu semi-infini (milieu 1) (Fig.III.2) dont les impédances acoustiques respectives sont Z_2 et Z_1.

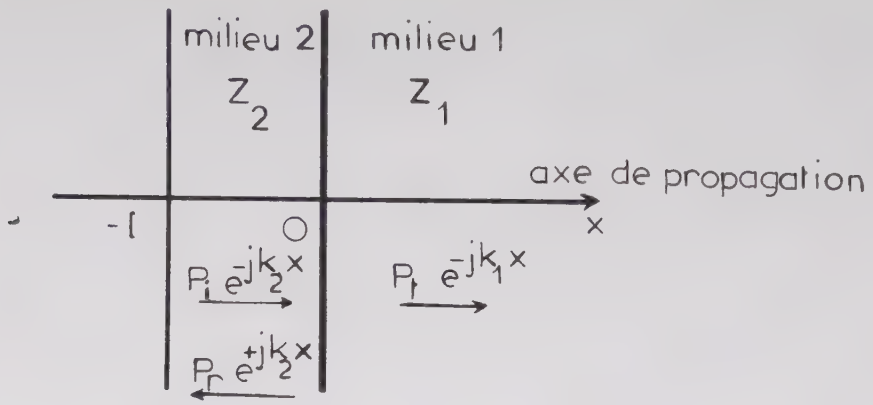


Fig.III-2.

Par définition, l'impédance d'onde plane est exprimée par la relation :

$$Z = \frac{P}{V}$$

P étant la pression acoustique et V étant la vitesse de vibration. En régime harmonique les amplitudes de la vitesse et du déplacement sont proportionnelles. En écrivant les conditions de raccordement aux limites pour les pressions et les vitesses, l'impédance d'onde ramenée à x = - l est exprimée par la formule :

$$Z_r(-l) = Z_2 \frac{Z_1 \cos k_2 l + jZ_2 \sin k_2 l}{Z_2 \cos k_2 l + jZ_1 \sin k_2 l} \qquad \text{(III.1.)}$$

k_2 étant le vecteur d'onde dans le milieu 2.

Avec cette configuration, les charges raménées seront constituées d'une couche de cuivre ou d'acier inoxydable (milieu 2) suivi d'un milieu quasi semi-infini en Polyméthacrylate de Méthyle PMMA (milieu 1). L'impédance acoustique de cette charge ramenée à la face arrière du disque piézoélectrique peut atteindre $400.10^6 kg\ m^{-2}s^{-1}$ à la fréquence de résonance.

- PERTES DE CONVERSION :

Selon le schéma de la Fig III-1., l'équation de constitution des milieux de charge avant et arrière est exprimée par la relation :

$$T = C^E S \qquad (III.2)$$

T étant le tenseur des contraintes mécaniques,
C^E étant le tenseur des constantes élastiques à champ électriques E constant,
S étant le tenseur des déformations. Pour le milieu piézoélectrique, cette relation devient :

$$T = C^E S - e^S E \qquad (III.3)$$

avec e^S comme tenseur des coefficients piézoélectriques à déformation constante.

L'onde plane harmonique dans le cas unidimentionnel peut être exprimée par l'expression :

$$u_i(x) = a_i e^{-jk_i x} + b_i e^{jk_i x} \qquad (III.4)$$

a_i b_i et k_i étant respectivement les amplitudes complexes des ondes planes se propageant dans deux directions opposées et le vecteur d'onde correspondant.

La relation (III.4) devient :

$u_i(x) = b_i e^{jk_i x}$ pour un milieu arrière infini, et

$u_i(x) = a_i e^{-jk_i x}$ pour un milieu de propagation infini.

En exprimant les conditions aux limites pour les contraintes et les vitesses, l'amplitude de l'onde élastique rayonnée dans le milieu avant, d'impédance acoustique Z, sera exprimée par la relation (III.5) pour un modèle sans pertes :

$$a = \frac{eVo}{d\omega} \frac{\frac{Z_B}{Z_p} \sin k_p d + j\,(1 - \cos k_p d)}{(Z+Z_B)\cos k_p d + j\left(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p}\right)\sin k_p d} \qquad (III.5)$$

La puissance élastique $\mathcal{P}_a$ créée dans le milieu avant est donnée par la relation :

$$\mathcal{P}_a = \frac{1}{2} Z \omega^2 A |a|^2 \qquad (III.6)$$

A étant la surface du transducteur

$\omega = 2\pi f$

En considérant la puissance élastique créée comme une puissance développée dans une résistance R_A dont la différence de potentiel électrique maximum entre ses bornes est V_o, l'expression (III.6) peut prendre la nouvelle forme :

$$\mathcal{P}_a = \frac{V_o^2}{2R_a} \qquad (III.7)$$

R_a étant la résistance de rayonnement élastique, elle est exprimée par la relation :

$$R_a = \frac{1}{2} \quad \frac{BM}{C_o \, f_{\lambda/2} \, k_{33}^2} \qquad (III.8)$$

avec

$$\frac{1}{BM^2} = \frac{1}{ZZ_p} \times \frac{\left\{\frac{Z_B}{Z_p}\left(\frac{Z+Z_B}{2}\right)\left(\cot g\,\varphi/2 - tg\,\varphi/2\right) + \left(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p}\right) tg\,\varphi/2\right\}^2 + \left\{\left(\frac{Z+Z_B}{2}\right)\left(1 - tg^2\varphi/2\right) - \frac{Z_B}{Z_p}\left(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p}\right)\right\}^2}{\left\{\left(\frac{Z+Z_B}{2}\right)^2\left(\cot g\,\varphi/2 - tg\,\varphi/2\right)^2 + \left(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p}\right)^2\right\}^2} \qquad (III.9)$$

$$\varphi = k_p e = \pi \frac{f}{f_{\lambda/2}}$$

BM, C_o, $f_{\lambda/2}$, k_{33} et k_p étant respectivement le facteur de forme, la capacité statique du transducteur, la fréquence correspondant à la demi longueur d'onde dans le matériau piézoélectrique, le coefficient de couplage électromécanique dans la direction Ox_3 (voir Fig.III.1) et le vecteur d'onde de l'onde se propageant dans le milieu piézoélectrique. Ce facteur de forme BM détermine la fréquence de résonance de l'ensemble du transducteur.

En réalité, le transducteur piézoélectrique présente des pertes d'origine diélectrique et acoustique. Dans le cas du PVF_2, ces pertes ne sont pas négligeables, il faut donc les tenir en compte dans le calcul des pertes de conversion d'un transducteur ultrasonore.

Les pertes diélectriques sont dûes au fait que la permittivité ε_{ik} du matériau est complexe et a pour expression :

$$\varepsilon_{ik} = \varepsilon'_{ik} - j\,\varepsilon''_{ik} \qquad (\text{III.10})$$

L'angle de pertes diélectriques $tg\delta$ est exprimé par la relation :

$$\varepsilon_{ik} = \varepsilon'_{ik}\,(1 - jtg\delta)$$

$$tg\delta = \frac{\varepsilon''_{ik}}{\varepsilon'_{ik}} \qquad (\text{III.11})$$

Le schéma équivalent en parallèle du transducteur chargé est donc modifié par la mise en parallèle d'une résistance équivalente à des pertes diélectriques R_{1d}; elle est exprimée par la relation :

$$R_{1d} = \frac{1}{\omega C_S\ tg\delta} \qquad (\text{III.12})$$

Les pertes acoustiques sont dûes à la constante élastique C_{33} complexe (10), elle a pour expression :

$$C_{33} = C'_{33} - jC''_{33} \qquad (\text{III.13})$$

En remplaçant C''_{33} par $\frac{C'_{33}}{Qac}$, Q_{ac} étant le coefficient de qualité acoustique, la relation (III.13) devient :

$$C_{33} = C'_{33} \left(1 - j \frac{1}{Q_{ac}} \right) \qquad (III.14)$$

A ce propos, le coefficient de qualité acoustique du PVF_2 est voisin de 10 et celui des céramiques est voisin de 100; alors ce dernier n'intervient pas dans le fonctionnement du transducteur en céramique.

Le schéma équivalent en parallèle du transducteur sera également modifié par la mise en parallèle d'une résistance équivalente à des pertes acoustiques R_{1a}, exprimée par la relation suivante :

$$R_{1a} = Ra \left(1+Q^2 \right) \qquad (III.15)$$

Dans le cas du PVF_2, la résistance équivalente aux pertes acoustiques R_{1a} est très grande devant la résistance équivalente aux pertes diélectriques R_{1d} ($R_a >> R_{1d}$). L'influence de R_{1a} sur la conversion électromécanique est négligeable devant celle de R_{1d} (schéma équivalent en parallèle). Les pertes dans ce matériau sont donc principalement diélectriques.

Le schéma équivalent au transducteur piézoélectrique en PVF_2 est donné par la Fig. III.3.

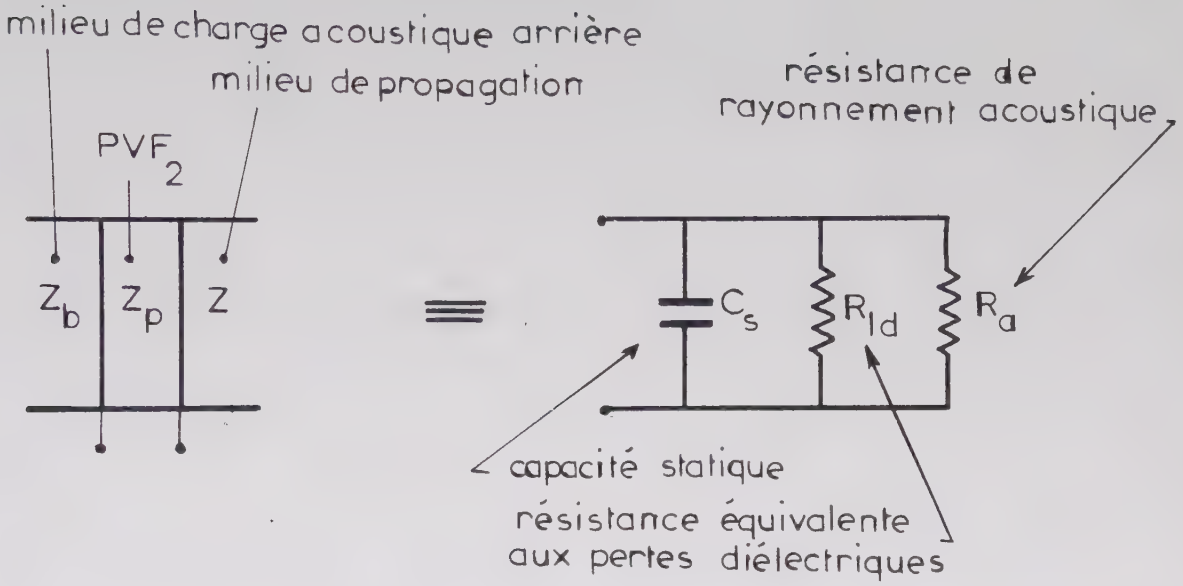


Fig.III.3. Schéma équivalent au transducteur en PVF_2.

Par définition, les pertes de conversion électromécanique d'un transducteur piézoélectrique sont représentées par le rapport entre l'énergie acoustique rayonnée et l'énergie électrique fournie. Dans l'hypothèse que le transducteur est adapté électriquement à son générateur dans toute sa bande de fréquence, les pertes de conversion électromécanique P_c sont exprimées par la relation suivante :

$$P_c = 10 \log \frac{R_{ld}}{R_{ld} + R_a} \qquad (III.16)$$

Le calcul du facteur de forme BM donne l'information sur les sensibilités relatives des sondes ultrasonores suivant le mode de vibration de son élément piézoélectrique. Les facteurs BM calculés pour un type d'échantillon de PVF_2 selon différentes natures de charge acoustique arrière sont illustrés par les courbes de la Fig.III.4. Quatre configurations sont présentées :

- charge lourde : laiton
- charge ramenée : cuivre + PMMA
- charge légère : PMMA
- charge légère : Air

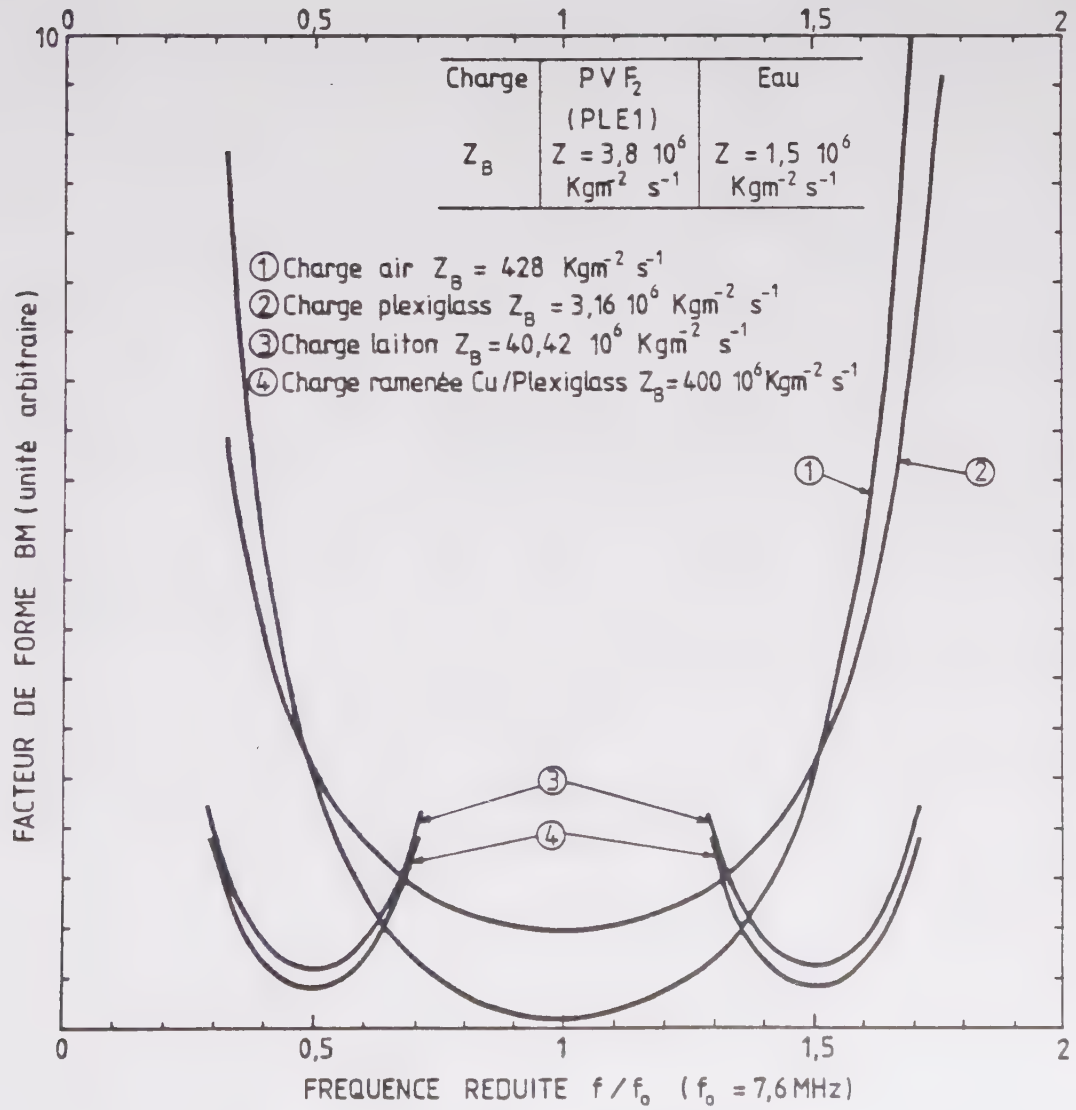


Fig.III.4.

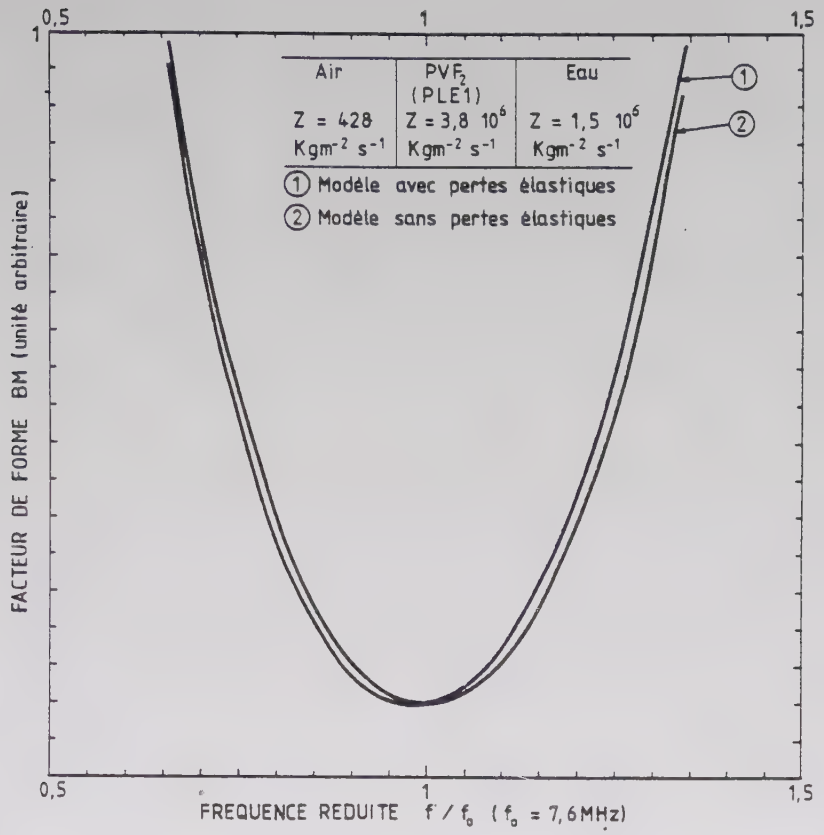


Fig. III. 5.

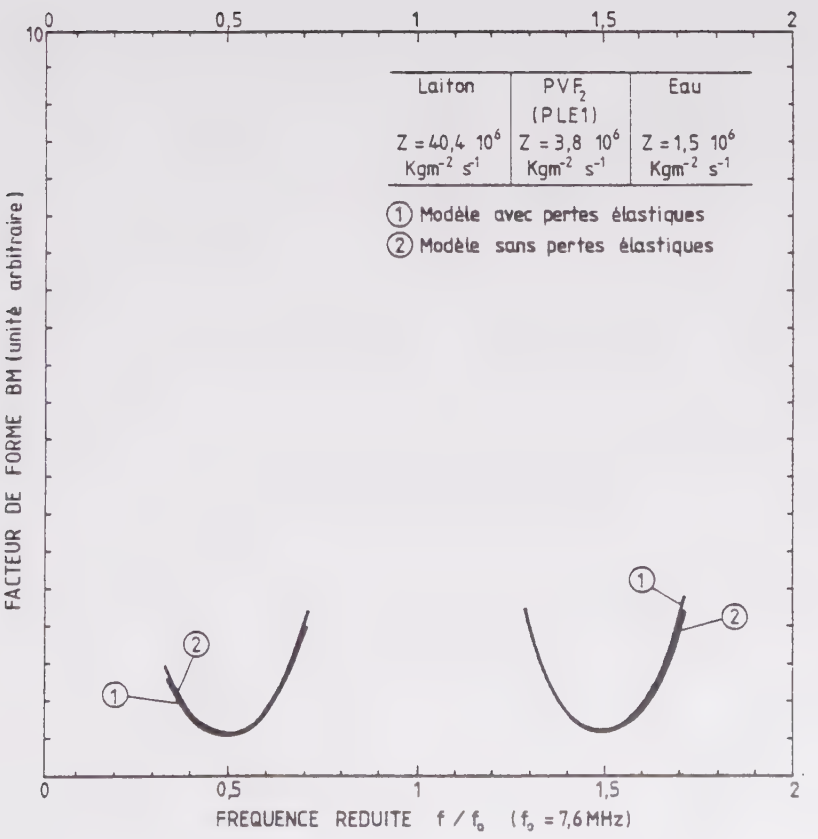


Fig. III. 6.

Avec ce type de matériau piézoélectrique précis, la configuration de charge très légère comme l'air donne les plus faibles pertes de conversion. Dans ce cas, pour fonctionner à des fréquences de 3MHz à 10MHz, les films de PVF_2 doivent avoir une épaisseur allant de 100 µm à 350 µm.

Pour le modèle avec pertes élastiques dans le PVF_2, le calcul analytique du facteur de forme BM laisse apparaître un léger décalage de la fréquence centrale du transducteur fonctionnant dans l'eau. Le décalage de la fréquence de fonctionnement est voisin de 2% en dessous des fréquences correspondant à la demi longueur d'onde ou au quart de la longueur d'onde. La comparaison entre les modèles avec et sans pertes élastiques est illustrée par les courbes de la Fig.III.5. pour un mode de vibration en demi longueur d'onde et les courbes de la Fig.III.6. pour un mode de vibration en quart d'onde.

Nous rappelons qu'un rapport entre les impédances acoustiques du milieu de charge arrière et du milieu piézoélectrique égal à 1,4 suffit pour déplacer la fréquence de fonctionnement vers celle correspondant au quart de la longueur d'onde (5) (19). L'effet est plus accentué pour un modèle avec pertes élastiques. Les courbes de la Fig.III.7. illustrent le décalage en fréquence entre deux modèles. Les mesures expérimentales de ce décalage dans de nombreux cas sont présentés dans le tableau III.1.

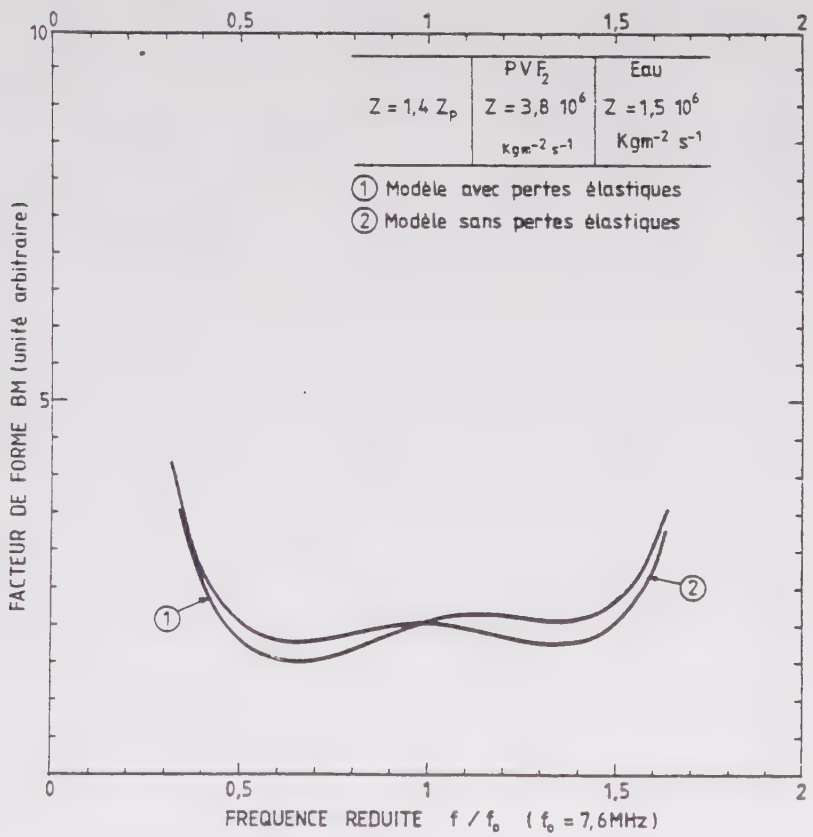


Fig.III.7.

Désignation des échantillons de PVF_2	Epaisseur de PVF_2 (µm)	Q_{ac}	Mode de vibration	Fréquence centrale théorique f_{rt} (MHz)	Fréquence centrale réelle f_{rr} (MHz)	Décalage ($f_{rt} - f_{rr}$) (KHz)
KPL 176 A1	225	-	λ/2	4,67	4	670
KPL 131	226	9,1	λ/2	4,6	4,46	140
PL 29	160	-	λ/2	6,77	6,6	170
PLE 1	142	8	λ/2	7,57	7,4	170
KPL 170 B	120	9	λ/2	8,93	8,6	330

TABLEAU 1.

Décalage expérimental de la fréquence de résonance - matériau avec pertes acoustiques (PVF_2)

La configuration dans laquelle la charge arrière est constituée d'air, a été choisie pour comparer les pertes de conversion théoriques et expérimentales. Le modèle utilisé pour ce calcul inclus les pertes diélectriques, la relation (III.5.) devient (III.17) si $Z_B = Z_{air} \simeq 0$

$$a = j \frac{eVo}{d\omega} \quad \frac{1 - \cos\varphi}{Z \cos\varphi + j Z_p \sin\varphi} \qquad \text{(III.17)}$$

$$\varphi = k_p d = \pi \frac{f}{f\lambda/2}$$

k_p étant le vecteur d'onde dans le milieu piézoélectrique.

La résistance de rayonnement acoustique exprimée par (III.8) prend la forme suivante :

$$R_a = \frac{Z}{8 C_S f\lambda/2 \quad k_{33}^2 Z_p}$$

Deux types de matériaux ont été considérés par ce calcul : matériau à faible taux de cristallinité (échantillon KPL131) et matériau à fort taux de cristallinité (échantillon KPL170B). Les résultats expérimentaux sont comparés aux calculs théoriques (voir tableau III.2).

		PVF_2 à faible taux de cristallinité	PVF_2 à fort taux de cristallinité
Caractéristiques du matériau	Echantillon de PVF_2	KPL 131	KPL 170 B
	Epaisseur e (µm)	226	120
	Fréquence de résonance $f_{\lambda/2}$ (MHz)	4,6	8,9
	Vitesse V_L (m/s)	2093	2136
	Impédance acoustique Z_{ac} ($kg\ m^{-2}s^{-1}$)	$3,7\ 10^6$	$3,8\ 10^6$
	Permittivité ε_{33} (pF/m)	66	46
	Permittivité relative ε_r	7	5,2
	Consante élastique C^E_{33} (N/m^2)	7.10^9	8.10^9
	Tangente de pertes diélectriques tg δ (%)	26	24
	Coefficient de couplage électromécanique k_{33} (%)	12,3	17,6
Caractéristiques du transducteur	Diamètre utile Ø (mm)	8,5	8,5
	Fréquence centrale f_r (MHz)	4,6	8,6
	Ouverture	26λ	48λ
	Charge acoustique arrière	Air	Air
	Résistance équivalente aux pertes R_{1d} (kΩ)	8,4	3,6
	Résistance de rayonnement acoustique R_a(kΩ)	47	9
	Capacité statique C_S (pF)	17	22
	Pertes de conversion théoriques P_{ct} (dB)	15	11,5
	Pertes de conversion expérimentales P_c (dB)	16	13

TABLEAU III.2.
Comparaison des pertes de conversion théoriques et expérimentales.

Les pertes de conversion éléctromécanique ont été calculées avec la formule (III.16).

Le schéma équivalent électrique est celui de la Fig.III.3. D'après ce modèle, l'influence de la résistance de rayonnement acoustique de la sonde montée avec un matériau à fortes pertes diélectriques ($tg\delta \simeq 0,26$) et à faible taux de cristallinité ($k_{33} = 12,3\%$) est négligeable devant celle de la résistance équivalente aux pertes R_{1d} (voir tableau III.2.); les pertes de conversion électromécanique est par conséquent élevées (15dB). Pour un matériau à fort taux de cristallinité ($k_{33} = 17,6\%$), les pertes de conversion simple sont relativement faibles (11,5dB).

- INFLUENCE DE k_{33} et $tg\delta$ SUR LES PERTES DE CONVERSION ELECTROMECANIQUE P_c .

Les pertes de conversion d'une configuration de sonde dépendent principalement du coefficient de couplage électromécanique k_{33} et de la tangente de pertes diélectriques $tg\delta$.

L'influence de k_{33} et $tg\delta$ sur les pertes de conversion ont été calculées pour la configuration utilisant du film PVF_2 à forts taux de cristallinité (échantillon KPL170 B) chargé acoustiquement à l'arrière par l'air ambiant. Le diamètre utile du transducteur est 8,5mm et la fréquence de fonctionnement est voisine de 8,5MHz.

Les variations de pertes de conversion électromécanique P_c du transducteur en fonction de l'angle de pertes diélectriques $tg\delta$, k_{33} étant paramètre , sont illustrées par les courbes de la Fig.III.8.

Les variations de pertes P_c en fonction du coefficient de couplage électromécanique k_{33}, $tg\delta$ étant paramètre , sont illustrées par les courbes de la Fig.III.9.

Les coefficients k_{33} et les angles de pertes $tg\delta$ des films de PVF_2 actuels (films uniaxialement étirés et polarisés) sont voisins de 20%. Selon ce modèle, l'influence de k_{33} sur les pertes de conversion p_c d'un transducteur, monté avec une configuration donnée, est beaucoup plus importante que celle produite par $tg\delta$.

Pour la configuration dont la charge arrière est constituée de l'air, le calcul théorique montre qu'une diminution de 10% de $tg\delta$ entraîne une diminution de 0,5dB de pertes P_c; cependant, une augmentation de 10% de k_{33} fait diminuer de 3,2dB les pertes de conversion P_c (voir tableau III.3.).

Une amélioration conjointe de ces deux facteurs de 10% pourrait conduire à une diminution des pertes de conversion P_c de 4dB.

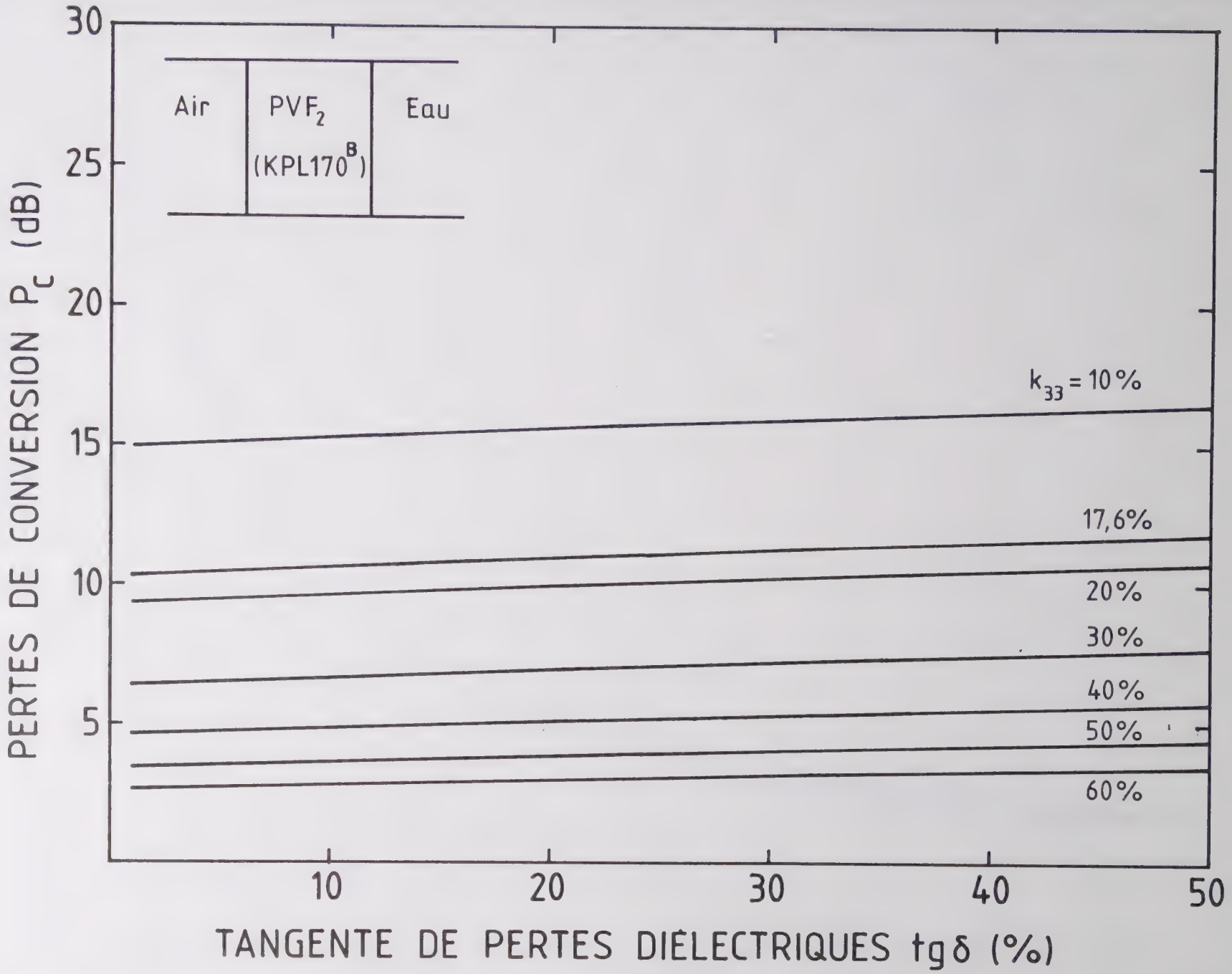


Fig.III.8. Variation de pertes de conversion Pc en fonction des pertes diélectriques tg δ, k_{33} étant paramètre.

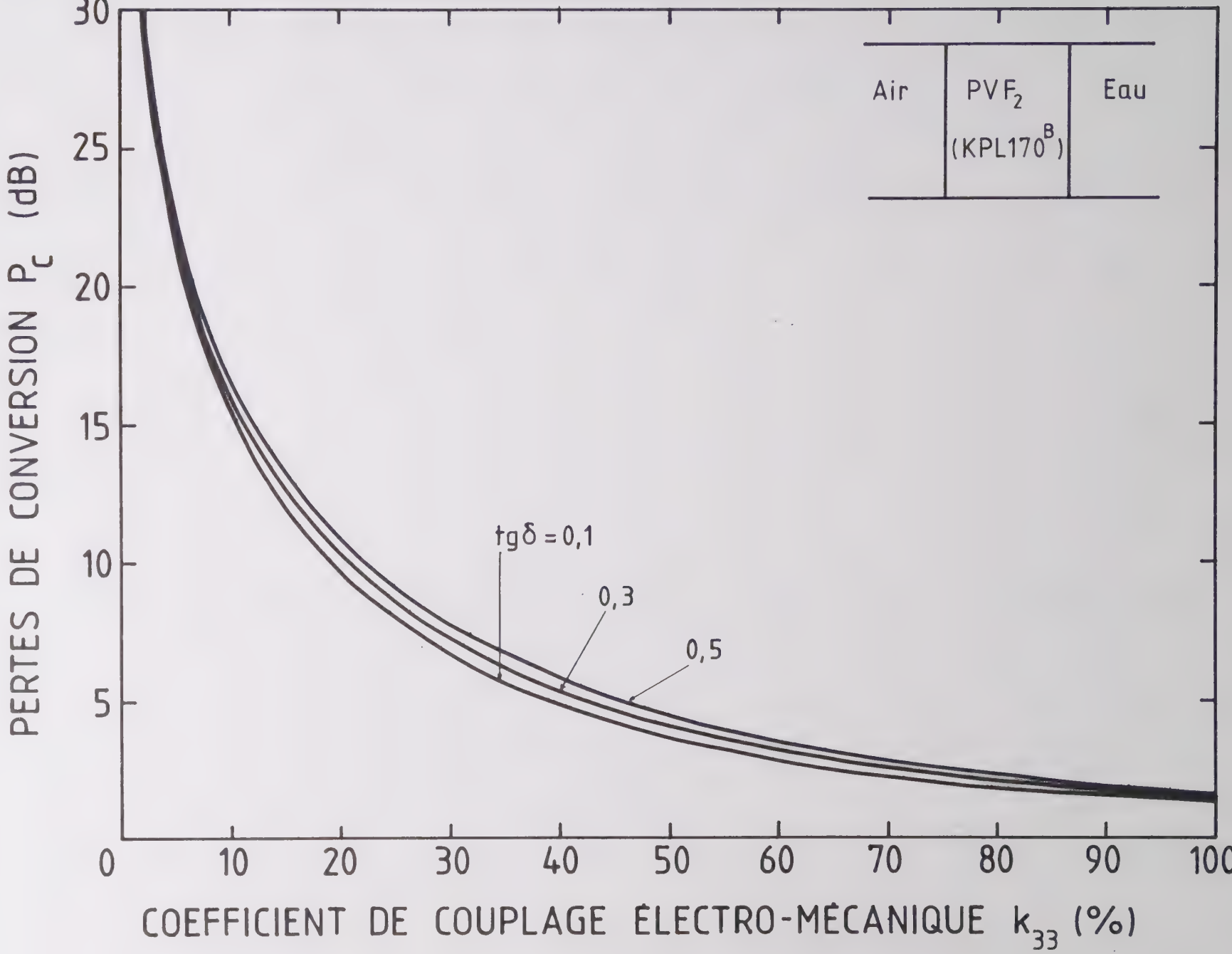


Fig.III.9. Variation de pertes de conversion Pc en fonction du coefficient de couplage k_{33} , tg δ étant paramètre.

	Influence de l'angle de pertes diélectriques $tg\delta$		Influence du coefficient de couplage électro-mécanique k_{33}	
	$tg\delta$ (%)	Pertes de conversion P_c (dB)	k_{33} (%)	Pertes de conversion P_c (dB)
valeurs théoriques	24	11,5	17,6	11,5
valeurs visées	14	11	27,6	8

Tableau III.3. L'effet de tangente de pertes diélectriques $tg\delta$ et du coefficient de couplage k_{33} sur les pertes de conversion d'un transducteur en PVF_2 chargé à l'arrière par l'air.

A2. OPTIMISATION EXPERIMENTALE DE LA CONFIGURATION DU TRANSDUCTEUR.

Différentes configurations de transducteur ont été expérimentées sur divers types d'échantillon de PVF_2 (voir Fig.III.10) . Les pertes de conversion électromécanique ont été mesurées à la fréquence de résonance de chaque transducteur placé dans l'eau.

A cette fréquence, le transducteur est adapté électriquement à son générateur de signaux; l'adaptation électrique peut être réalisée à l'aide d'inductances et de capacités ou de transformateurs d'adaptation d'impédance. En raison de la faible capacité statique du transducteur (22pF pour une ouverture de 8,5mm), les circuits d'adaptation électrique doivent être disposés tout près du film de PVF_2. Ces circuits influencent uniquement la bande passante du transducteur sans modifier sa conversion électromécanique. Le transducteur est placé dans l'eau et devant un réflecteur acoustique parfait qui se trouve en champ proche de ce dernier (voir Fig. III.11.). Dans ces conditions, toute énergie acoustique émise sera reçue par le transducteur après réflexion sur le miroir acoustique.

Un train d'ondes harmoniques délivré par le générateur muni de portes électroniques (HP 8640 B) est appliqué au transducteur ultrasonore. Les signaux d'émission et les échos de réception sont visualisés et mesurés. A l'émission le schéma équivalent électrique du montage est présenté sur la Fig.III.12. En absence de signal d'émission, le générateur de signaux est équivalent à un générateur de courant ouvert; le transducteur est donc fermé sur une charge de 50Ω en réception (voir Fig.III.13.). Dans les deux cas, la condition d'adaptation d'impédance est parfaitement vérifiée. Les pertes totales en émission-réception seront exprimées par la relation suivante :

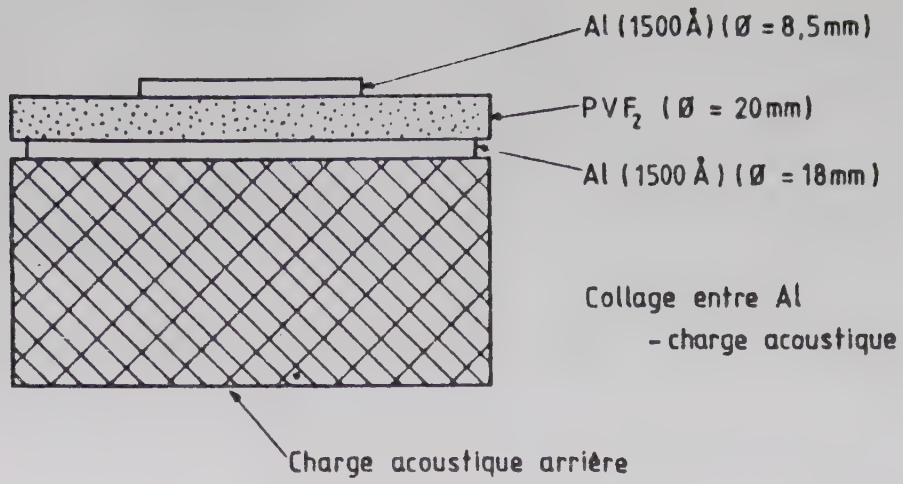
$$P_t = 20 \log \frac{V_r}{V_e} \qquad (III.18)$$

Le transducteur étant supposé réciproque, les pertes totales P_t peuvent être exprimées par la relation :

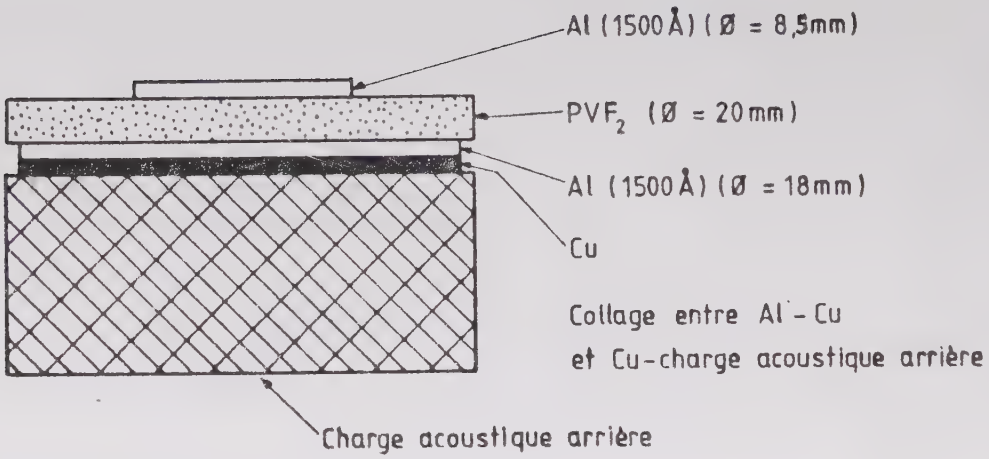
$$P_t = 2 P_c + 2P_p + P_r. \qquad (III.19)$$

P_c, P_p et P_r étant respectivement les pertes de conversion simple du transducteur, les pertes de propagation dans l'eau et les pertes de réflexion dûes au miroir acoustique.

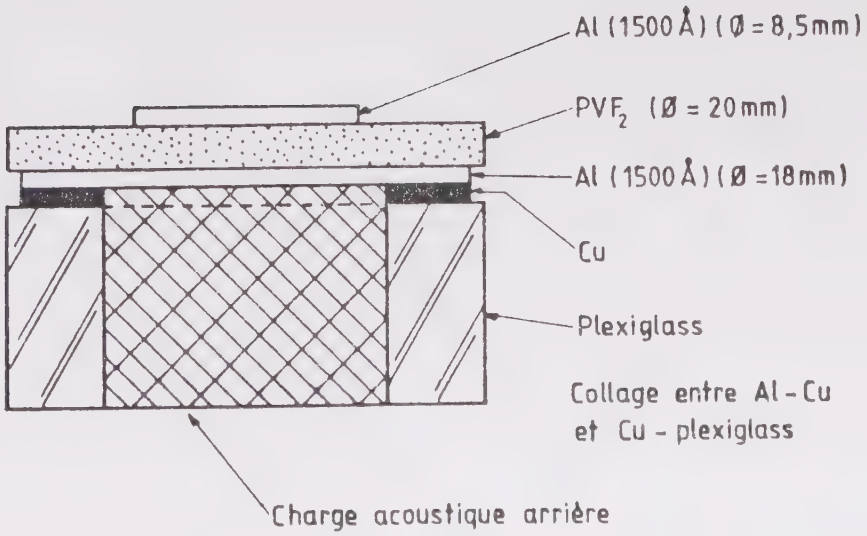
TYPE 1



TYPE 2



TYPE 3



g.III.10 CONFIGURATIONS D' UN MONO-TRANSDUCTEUR

PLAN EN PVF_2

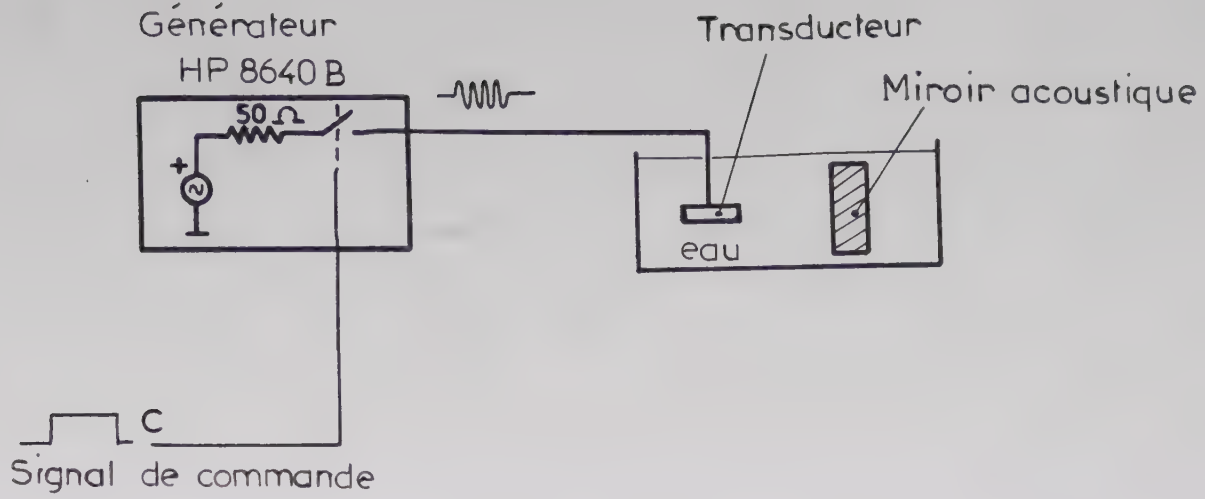


Fig.III.11. Montage de mesure des pertes de conversion électromécanique d'un transducteur ultrasonore.

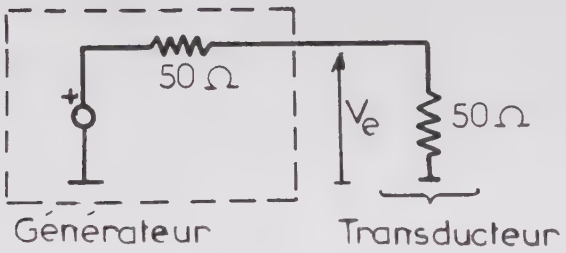


Fig.III.12. Schéma équivalent à l'émission

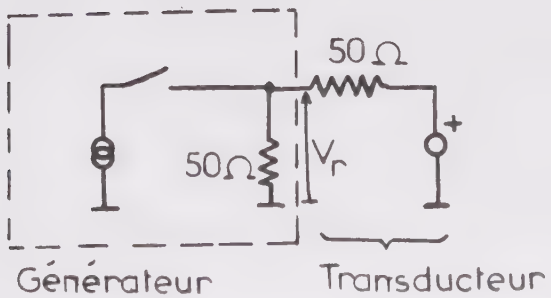


Fig.III.13. Schéma équivalent à la réception

Le miroir acoustique en acier inoxydable présente environ 0,5dB de pertes de réflexion. En négligeant les pertes de propagation dans l'eau (voisines de 2×10^{-3} dB/cm à 1 MHz) la relation (III.19.) devient :

$$P_c = \frac{1}{2} \left(P_t - P_r \right)$$

$$P_c = \frac{1}{2} \left(20 \log \frac{V_r}{V_e} + 0,5 \right) \qquad \text{(III.20)}$$

Les résultats expérimentaux sont présentés dans le tableau III.4. La fréquence de fonctionnement f_r du transducteur monté selon la configuration du type 1 correspond à une épaisseur de demi longueur d'onde dans le PVF_2, si la charge acoustique arrière est constituée d'un matériau léger comme le Polyméthacrylate de Méthyle (PMMA) ou Plexiglass. Elle correspond au quart de la longueur d'onde dans le PVF_2, si la charge acoustique arrière est constituée d'une charge lourde du type laiton.

Dans la configuration du type 2, l'épaisseur du PVF_2 à la fréquence de fonctionnement correspond au quart de la longueur d'onde. La charge acoustique est alors constituée d'une charge ramenée à la surface du PVF_2. Cette charge est composée d'un milieu léger comme le Polyméthacrylate de Méthyle (PMMA) et une couche de cuivre d'épaisseur voisine de 100µm à 3 MHz.

Pour un type d'échantillon de PVF_2 identique, à la même fréquence de fonctionnement, la configuration de charge ramenée (type 2) fait diminuer les pertes de conversion de 5dB par rapport à la configuration de charge lourde (laiton) du type 1.

La configuration du type 3, dont la charge acoustique est constituée d'un milieu d'impédance acoustique très faible devant celle du PVF_2 (air), fait diminuer les pertes de conversion de 9dB par rapport à la configuration du type 1 avec charge Polyméthacrylate de Méthyle. D'autre part, cette configuration diminue les pertes de conversion de 2,5dB par rapport à celles obtenues avec la configuration de charge ramenée du type 2.

Les différents écarts entre les pertes de conversion suivant diverses configurations vérifient les prévisions qualitatives à travers leurs facteurs de forme BM.

Désignation des échantillons de PVF_2	Epaisseur (μm)	Type de configuration (voir Fig.III. 10)	Charge acoustique arrière	Mode de vibration	Fréquence de fonctionnement f (MHz)	Pertes de conversion expérimentales P_c(dB)
KPL 152 B	155	1	laiton	$\lambda/4$	3,3	26
KPL 152 B	-	2	cuivre + PMMA	$\lambda/4$	3,25	21
PL 26	170	2	cuivre + PMMA	$\lambda/4$	3,8	16,6
PL 26	-	2	cuivre + PTFE	$\lambda/4$	3,6	17
PL 26	-	2	cuivre + bakélite	$\lambda/4$	3,4	17,3
KPL 176 A1	220	1	PMMA	$\lambda/2$	4	22
KPL 176 A1	-	3	Air	$\lambda/2$	4,7	13
PL 29	160	2	cuivre + PMMA	$\lambda/4$	3,5	16
PL 29	-	3	Air	$\lambda/2$	6,6	13,5

TABLEAU III.4. Pertes de conversion expérimentales des transducteurs en PVF_2 montés selon différentes configurations.

PMMA : Polyméthacrylate de Méthyle (Plexiglass)

PTFE : Polytétrafluorure d'Ethylène (Téflon)

III-1.1.B. CHARGES ACOUSTIQUES POREUSES.

B.1. MISE EN ÉVIDENCE DE L'EFFET.

Au cours de cette étude, l'effet d'une charge arrière constituée d'un matériau poreux sur les pertes de conversion d'un transducteur monté selon la configuration du type 3 (voir Fig.III.10) a été mis en évidence expérimentalement.

De nombreux montages ont été réalisés avec différents types d'échantillon de PVF_2 fonctionnant dans l'eau à différentes fréquences centrales.

Les charges poreuses sont constituées de plusieurs types de polymères poreux. Ces polymères poreux peuvent être réticulés de façon partielle ou totale. De telles charges peuvent être du Polyéthylène réticulé ou du Polyuréthane réticulé. La figure III.14. montre une vue microscopique par transparence d'une charge poreuse.

Dans un premier temps, les polymères poreux ont été pris de diverses origines. Les résultats de mesures expérimentales des pertes de conversion de transducteurs avec ces charges arrières sont regroupés dans le tableau III.5. Les écarts des pertes de conversion entre les deux configurations de charge constituée de l'air et de polymère poreux sont portés sur le graphique de la figure III.15.

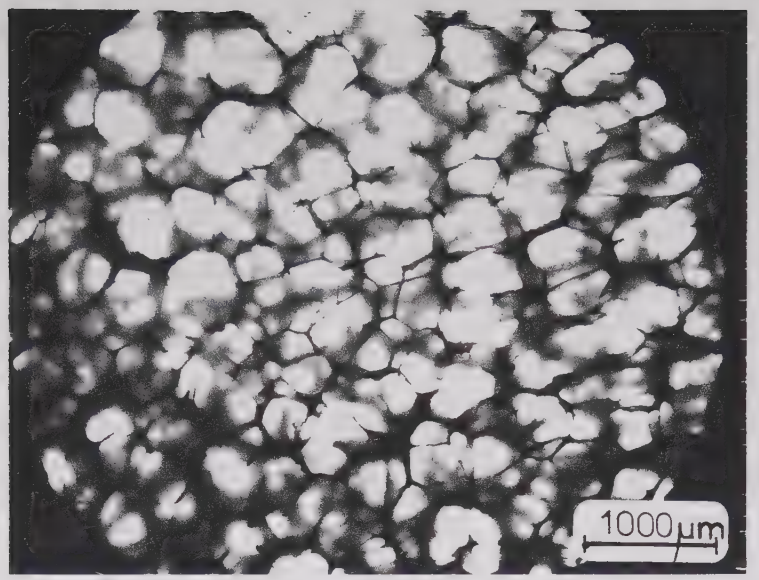


Fig.III.14.Vue microscopique d'une charge poreuse

Désignation des échantillons de PVF_2	Epaisseur de PVF_2 (µm)	Coefficient d_{33} à f_o (pc/N)	Charge acoustique arrière	Fréquence centrale f_r (MHz)	Pertes de conversion P_c (dB)	Ecart (dB)	Charge poreuse	
							diamètre moyen des pores (µm)	densité volumique apparente ρ (g/cm³)
PL29	160	-	Air	6,6	13,5	1	400	$9,24\ 10^{-2}$
			Poreux type A	6,7	12,5			
KPL170[B]	120	13,3	Air	8,5	13	0,7	440	$4,5\ 10^{-2}$
			Poreux type A	8,6	12,3			
KPL166A1	189	-	Air	5,1	17,4	2	500	$3,6\ 10^{-2}$
			Poreux type B	5,1	15,4			
PLE1	142	12,8	Air	7,2	16	1		
			Poreux type B	7,4	15			
KPL 131	226	11,3	Air	4,4	16,3	0,7	700	$8,9\ 10^{-2}$
			Poreux type C	4,6	15,6			
PLE1	284	12,8	Air	3,3	16,4	0,4	1000	$3,8\ 10^{-2}$
			Poreux type D	3,3	16			

TABLEAU III.5. Pertes de conversion expérimentales des transducteurs en PVF_2 chargés à l'arrière par l'air et la matière poreuse.

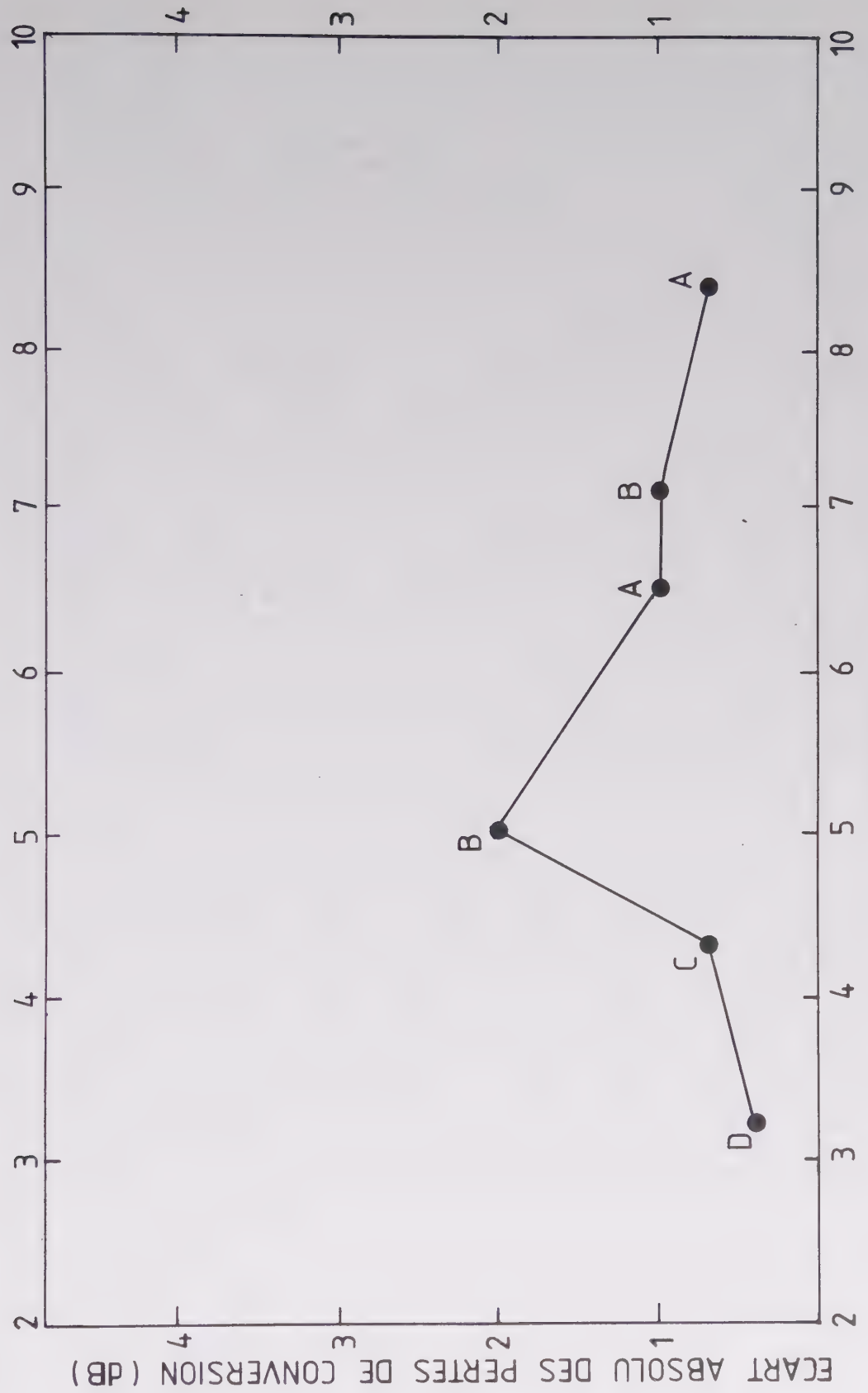


Fig.III.15. Diminution de pertes de conversion d'un transducteur en PVF_2 chargé à l'arrière par un polymère poreux (comparaison au cas : charge acoustique arrière constituée d'air).

A cause des origines diverses du matériau poreux, l'analyse des résultats bruts ne peut se faire que sur les paramètres communs comme la densité volumique apparente et la taille moyenne des pores $< \emptyset >$ (ou la densité linéique des pores).

Les Polyéthylènes et les Polyuréthanes réticulés utilisés dans ces expériences ont une densité volumique très faible. La densité volumique apparente mesurée sur ces échantillons peut varier de 3×10^{-2} g/cm^3 à 10×10^{-2} g/cm^3. Les diamètres des pores mesurés peuvent varier de quelques centaines de microns à mille microns.

L'impédance acoustique de ces matériaux poreux semble voisine de celle de l'air. Les mesures de vitesse du son dans ces matériaux à quelques mégahertz sont très difficiles à cause de leur nature hautement absorbante.

Les écarts présentés sur le graphique de la Fig.III.15. montrent qu'il existe une relation entre les diamètres moyens $< \emptyset >$ des pores et la fréquence de fonctionnement du transducteur. Pour $< \emptyset >$ voisin de 8 longueurs d'onde dans l'air, la diminution des pertes de conversion est maximale pour la fréquence de résonance du transducteur à 5MHz. Cet écart est plus faible pour $< \emptyset >$ voisin de 10 longueurs d'onde à 3MHz.

La diminution des pertes de conversion entre ces deux configurations de charge arrière pourrait être attribué aux erreurs de mesure qui elles mêmes pourraient provenir des pertes dûes à la diffraction ou à la propagation dans l'eau. Cependant, le réflecteur acoustique de dimension beaucoup plus large que le diamètre du transducteur est placé dans le champ proche de ce dernier et toute l'énergie acoustique générée à l'émission est récupérée en réception par ce même transducteur. L'hypothèse sur les erreurs de mesure doit donc être écartée.

La limite du champ proche d'une ouverture de diamètre Ø est donnée par la formule suivante :

$$d = \frac{\emptyset^2}{4\lambda} \qquad \text{(III.21.)}$$

λ étant la longueur d'onde dans l'eau.

Cette limite est égale à 32mm pour une ouverture Ø égale à 8mm fonctionnant à 3MHz.

La diversité des types de matériaux poreux utilisés jusqu'à présent rend plus difficile l'interprétation physique des résultats expérimentaux.

Néanmoins, d'après les résultats obtenus sur les diminutions de pertes de conversion d'un transducteur en PVF_2 en présence de la charge acoustique arrière poreuse (voir tableau III.5.), on peut dire qu'il existe une fréquence de résonance liée à la taille moyenne des pores.

Une série de mesures a été réalisée à chaque fréquence de fonctionnement de trois transducteurs montés selon la configuration de type 3, avec différents diamètres moyens des pores $< \emptyset >$ (ou différentes densités linéiques de pores) issus du même matériau.

Le matériau utilisé est du type Polyuréthane réticulé à 100% (cellules ouvertes) dont les pores ont une densité linéique DLP qui varie de 10 à 40 pores/cm et une densité volumique apparente qui varie de 2,6 à 3,2 $10^{-2} g/cm^3$.

Six échantillons ont été utilisés pour ces expériences : (voir tableau III.6.).

Echantillon polyuréthane réticulé à 100%	Densité linéique D L P (pores/cm)	Diamètre moyen des pores $< \emptyset >$ (µm)
1	8	1270
2	12	850
3	18	560
4	24	420
5	32	320
6	40	250

TABLEAU III.6.

Echantillons de Polyuréthane réticulé à 100%.

Les écarts expérimentaux entre les pertes de conversion de la configuration de charge arrière constituée de l'air et celle constituée de Polyuréthane réticulé sont présentés en fonction de la densité linéique des pores, à trois fréquences centrales différentes : 3,7MHz, 5MHz et 8MHz. Les graphiques de la figure III.16. illustrent ces variations. D'après ces graphiques, il existe donc une densité DPL de coupure, à partir de laquelle, la charge poreuse ne contribue plus à la diminution des pertes de conversion, mais au contraire absorbe une partie de l'énergie acoustique générée.

Pour une fréquence ultrasonore de 5MHz, la densité de coupure est voisine de 35 pores/cm etpour une fréquence ultrasonore de 3,7MHz, elle se situe vers 25 pores/cm.

En terme de taille moyenne des pores $< \emptyset >$, l'utilisation de toute charge poreuse dont le diamètre $< \emptyset >$ est inférieur à 4,3 longueurs d'onde dans l'air, entraine une augmentation de pertes de conversion d'un transducteur en PVF_2 de fréquence centrale f_r égale à 3,7MHz. Les mêmes effets ont eu lieu pour $< \emptyset >$ inférieur à 4 longueurs d'onde pour f_r égale à 5MHz et à 3,8 longueurs d'onde pour f_r égale à 8,5MHz (voir Fig.III.17.)

Les maximums d'écart ont été obtenus à 8,5MHz pour $< \emptyset >$ voisin de 12 longueurs d'onde dans l'air, à 5MHz pour $< \emptyset >$ voisin de 9 longueurs d'onde et à 3,7MHz pour $< \emptyset >$ voisin de 7 longueurs d'onde.

Suivant ces résultats expérimentaux, nous pouvons postuler simplement que la diminution des pertes de conversion des transducteurs en PVF_2 montés selon la configuration du type 3 avec charge acoustique arrière poreuse varie en fonction de la fréquence de résonance du transducteur. Dans la gamme de fréquence de 3 à 10MHz, cette diminution a eu lieu pour les diamètres moyens $< \emptyset >$ des pores compris de 7 à 12 longueurs d'onde dans l'air, de façon croissant avec la fréquence.

La configuration du type 3 avec charge acoustique arrière constituée de matériau poreux a fait l'objet du brevet n° 81 06 851 (22).

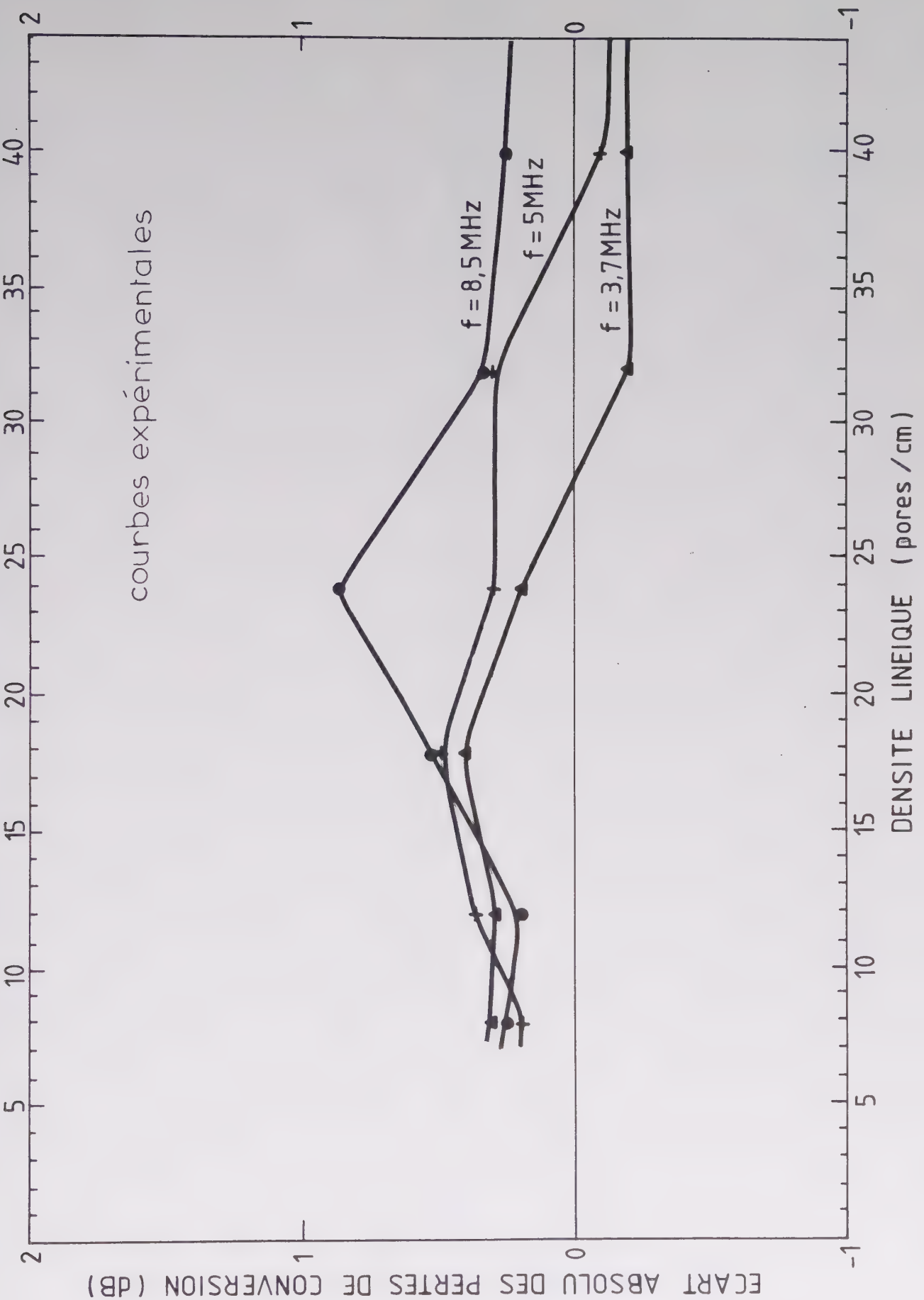


Fig.III.16. Influence de la densité linéique des pores d'une charge acoustique en Polyuréthane réticulé à 100% sur la diminution des pertes de conversion électromécanique.

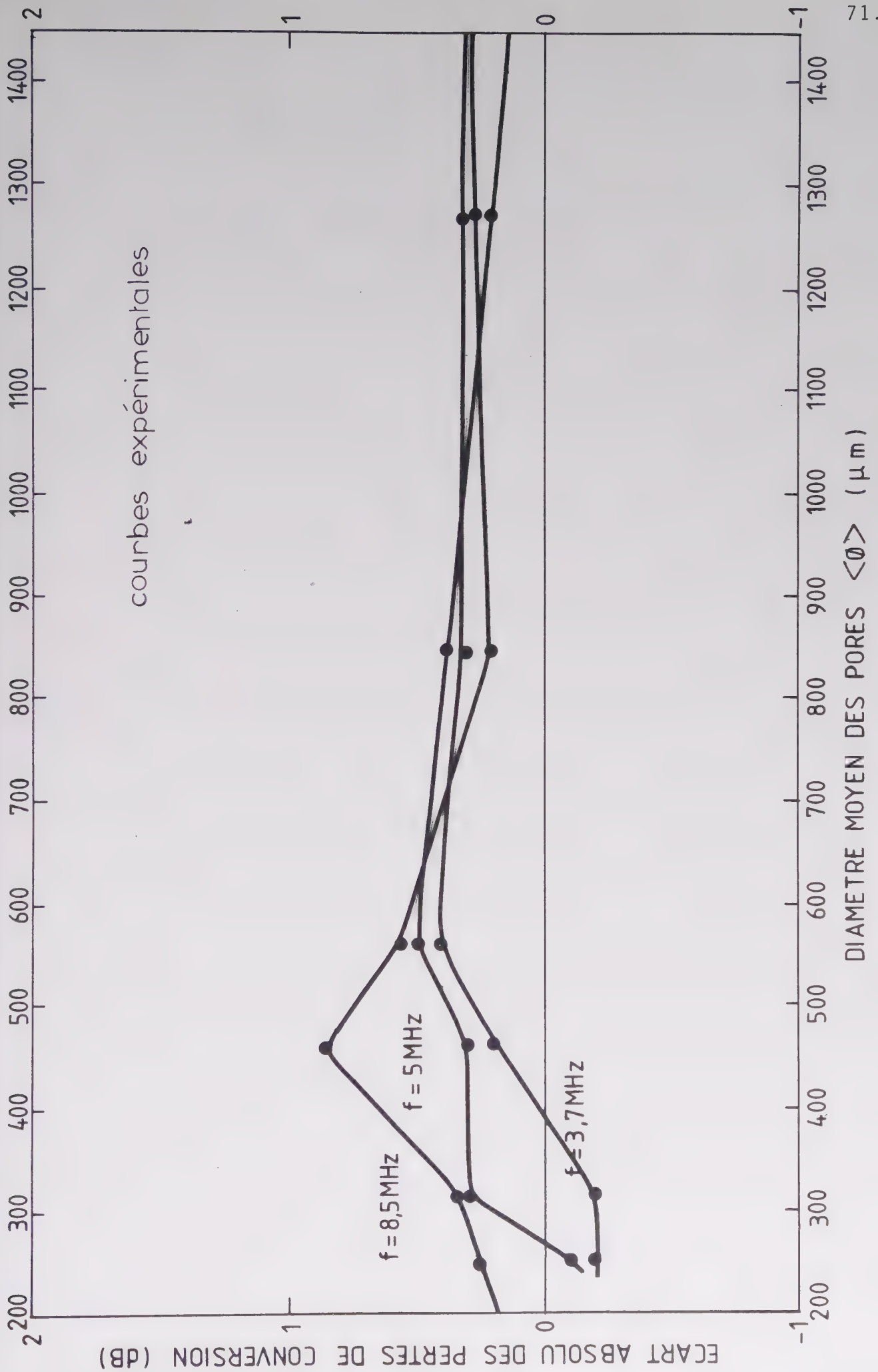


Fig.III.17. Influence du diamètre moyen des pores d'une charge acoustiqu
en Polyuréthane réticulé à 100% sur la diminution des perte
de conversion électromécanique.

B.2. MODELISATION.

Les champs de pression acoustique ont été relévés expérimentalement en régime harmonique à l'aide d'un hydrophone pour deux types de transducteur plan : transducteur avec charge arrière constituée de l'air et transducteur avec charge arrière constituée du milieu poreux. Ces transducteurs réalisés selon la configuration du type 3 ont une fréquence centrale égale à 4,5MHz; leur ouverture est égale à 12mm, soit 36 longueurs d'onde. La sonde hydrophone de mesure a un diamètre inférieure à 600µm (DAPCO). Les lignes isobares du transducteur avec charge arrière constituée de l'air vérifient la théorie (voir Fig.III.18.). La limite du champ proche de ces ouvertures donnée par la relation (III.21.) est voisine de 100mm. Quant aux lignes isobares du transducteur avec charge arrière constituée du milieu poreux, un léger confinement du faisceau acoustique a été observé en champ proche (voir Fig.III.19.). Ce phénomène n'est pas dû au nombre de cycles du train d'impulsion appliqué (23), mais à l'effet de la charge poreuse. Les répartitions des champs de pression acoustique des deux sondes sont illustrées par les graphiques de la Fig.III.20. La charge poreuse semble donner à la sonde une légère focalisation.

Le modèle proposé à cette structure de sonde (type3) avec charge arrière constituée d'une matière poreuse appropriée est illustré par les schémas de la Fig.III.21.

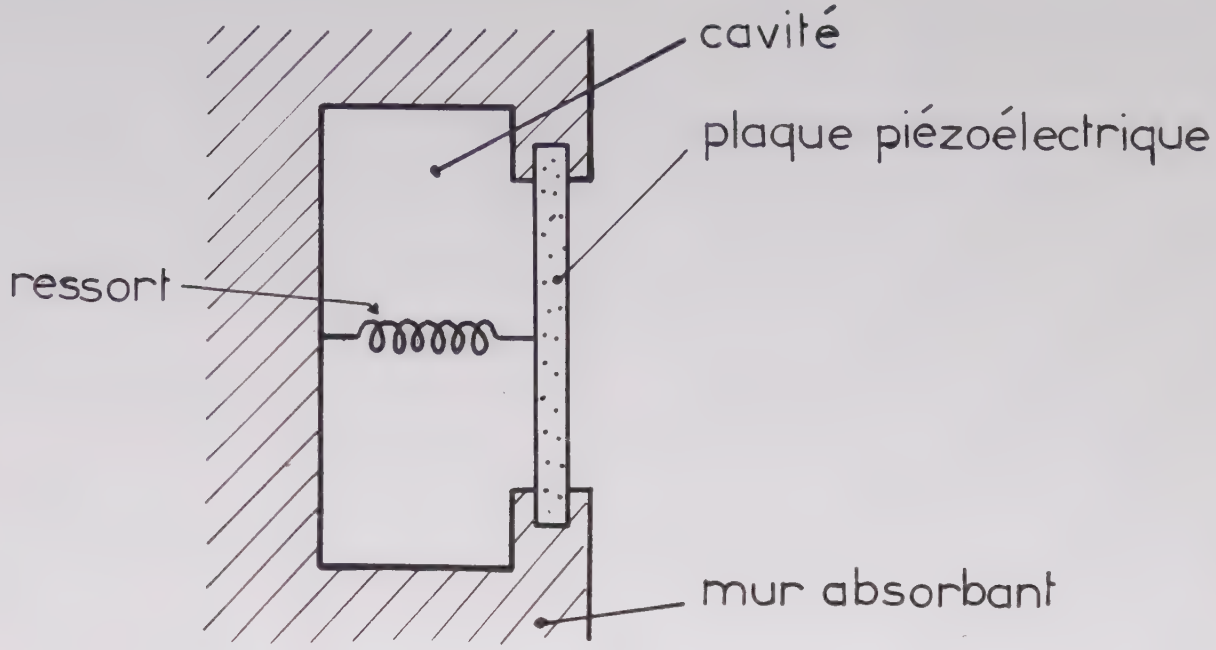


Fig.III.21. Equivalence d'un transducteur ultrasonore en PVF_2 chargé acoustiquement à l'arrière par un milieu poreux.

Le matériau poreux est équivalent à de multiples petites cavités de résonance dont l'ensemble se comporte comme un ressort mécanique de façon qu'à la résonance du film piézoélectrique, ce ressort entre à son tour en résonance avec le film piézoélectrique; l'énergie acoustique d'appoint sera alors rayonnée.

Le rayonnement de cette énergie acoustique d'appoint n'aura pas lieu dans tous les cas. Pour une fréquence de résonance donnée, si la dimension des cavités élémentaires ne vérifie pas le postulat annoncé précédemment, le ressort mécanique s'oppose alors à la vibration du film piézoélectrique; ce qui entrainera à une diminution de l'amplitude vibratoire du film ou de l'énergie acoustique rayonnée par le transducteur.

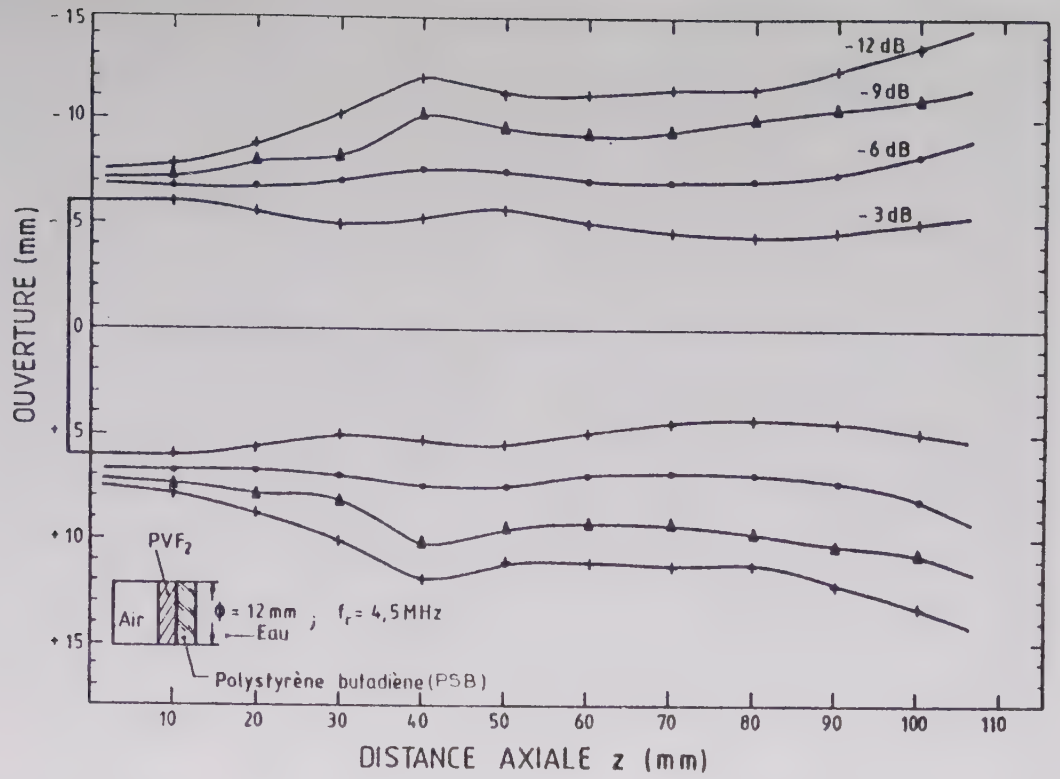


Fig.III.18. Ouverture du faisceau ultrasonore d'un transducteur plan en PVF_2 avec charge acoustique arrière $\simeq$ air. (ouverture 36 longueurs d'onde)

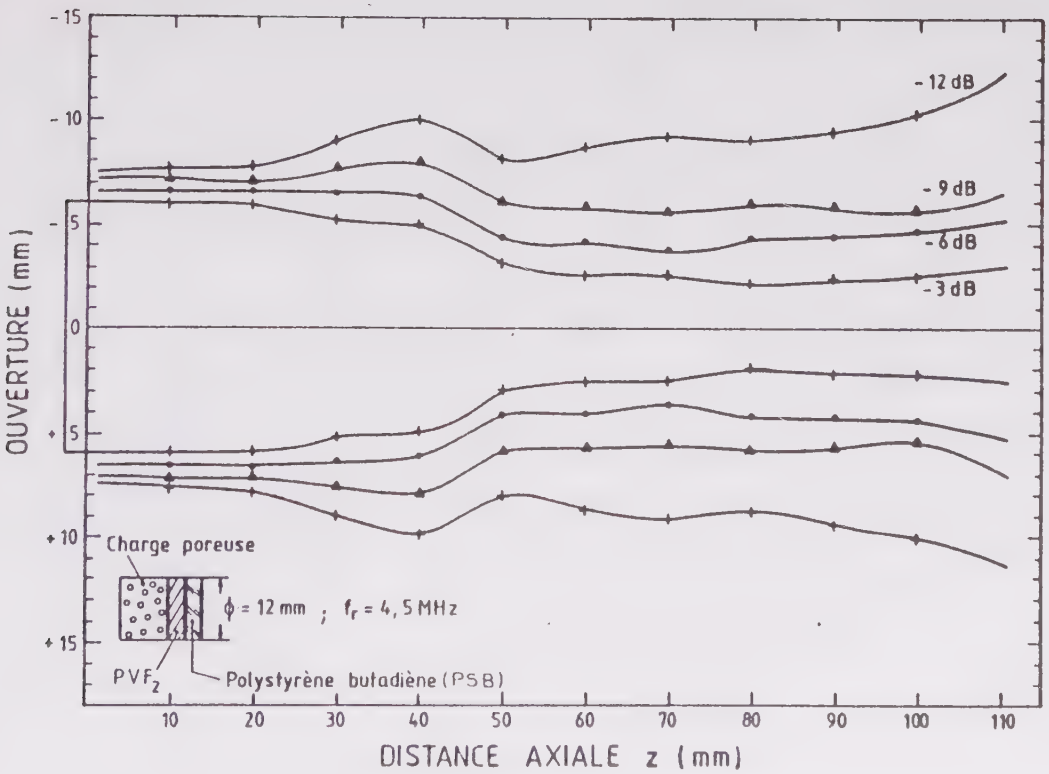


Fig.III.19. Ouverture du faisceau ultrasonore d'un transducteur plan en PVF_2 avec charge acoustique arrière en Polyuréthane réticulé $\langle \phi \rangle \simeq$ 850µm (ouverture 36 longueurs d'onde).

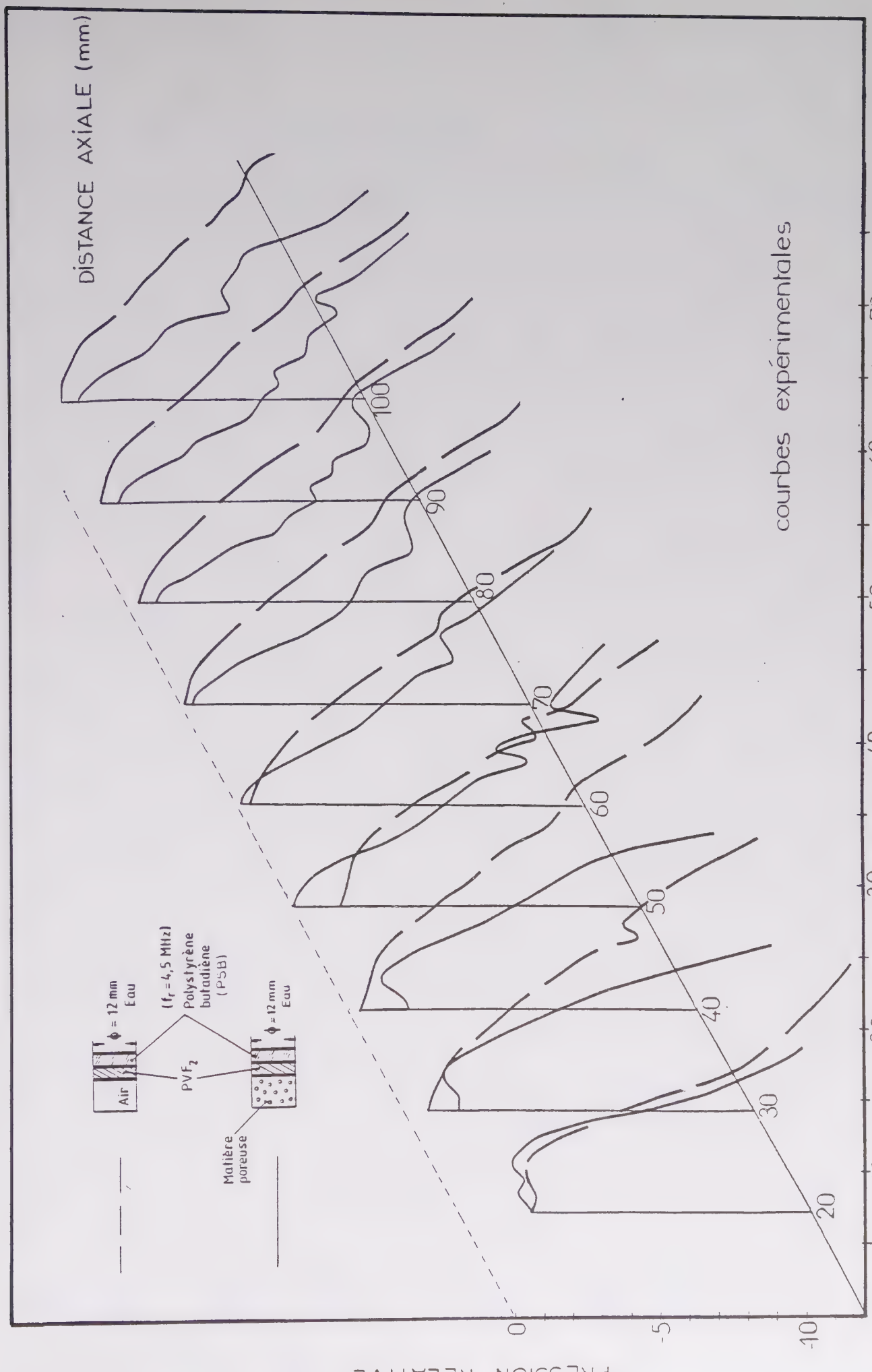

DISTANCE AXIALE (mm)
courbes expérimentales
DISTANCE RADIALE (mm)
PRESSION RELATIVE (dB)
0
-5
-10
10
20
30
40
50
60
70
20
30
40
50
60
70
80
90
100
Air
ϕ = 12 mm
Eau
PVF2
(fr=4,5 MHz)
Polystyrène
butadiène
(PSB)
ϕ = 12 mm
Eau
Matière
poreuse

fig.III.20.

III -1.2. BANDES PASSANTES.

III-1.2.A. INFLUENCE DE LA CHARGE ACOUSTIQUE ARRIÈRE.

Dans les systèmes d'imagerie ultrasonore, la qualité de l'image est définie en grande partie par la résolution spatiale. Donc, un grand pouvoir de résolution en profondeur nécessite une très brève réponse impulsionnelle au transducteur électromécanique monté à l'amont de la chaîne d'acquisition.

La qualité de répondre rapidement à une excitation impulsionnelle est liée étroitement à la bande passante B du transducteur. L'influence du milieu de charge acoustique arrière sur la bande passante B d'un transducteur en PVF_2 fonctionnant dans l'eau sera étudiée dans cette partie.

De nombreux auteurs ont utilisé les matières absorbantes comme charge acoustique arrière. Le transducteur est alors amorti aux dépens de sa sensibilité. L'amortissement de la face arrière conduit à une très large bande si les conditions d'adaptation d'impédance sont satisfaites. Pour les sondes conventionnelles en céramique, les charges telles que les résines d'expoxy chargées de poudre de tungstène sont utilisées. Ainsi, à la fréquence centrale de la sonde, l'impédance acoustique vue de la face arrière de la céramique peut être égale à sa propre impédance. Cette méthode n'est pas très fiable car elle demande un dosage contrôlé des parties du mélange; l'impédance du mélange dépend aussi de la taille des particules mélangées. Les modèles des milieux composites ont été développés par plusieurs auteurs (24) (25).

Bien que la bande passante d'un transducteur et sa réponse impulsionnelle soient reliées par une transformée de Fourrier, à bande égale la réponse impulsionnelle d'un transducteur en PVF_2 ne présente pas d'oscillations de trainage contrairement à celle d'un transducteur en céramique piézoélectrique. Ce qui se traduit par une meilleure netteté de l'image échographique. L'influence de la charge acoustique arrière sur la réponse impulsionnelle mérite d'être évoquée dans un chapitre à part.

Pour chaque nature du milieu arrière, les réponses en fréquence du transducteur seront calculées autour de sa fréquence centrale f_r selon le modèle exposé précédemment; le transducteur étant adapté électriquement à son générateur sur toute la bande passante B.

La bande passante à 3dB d'un transducteur B (3dB) est par définition l'intervalle de fréquence Δf tel que $\Delta f = f_2 - f_1$; f_1 et f_2 étant les fréquences situées de part et d'autre de f_r pour lesquels les pertes de conversion ont 3dB de plus que celles mesurées à f_r.

Plusieurs techniques ont été utilisées pour obtenir une large bande passante en respectant le compromis sensibilité - bande passante :

- la bande passante $B_{(3dB)}$ augmente fortement avec la mise en place d'une charge acoustique arrière d'impédance Z_B voisine de celle du milieu piézoélectrique.

Pour éviter le retour des ondes élastiques réfléchies par la face libre de la charge arrière Z_B, on utilise souvent des matériaux absorbants; ainsi, le milieu Z_B est considéré comme quasi infini (voir Fig.III.22).

Dans la pratique, il est difficile de trouver un matériau ayant à la fois une impédance acoustique voisine de celle du milieu piézoélectrique et un fort coefficient d'atténuation. La technique de réflexion multiple est souvent utilisée pour satisfaire aux deux conditions ci-dessus (26).
La charge d'impédance Z_B égale à Z_p peut avoir une géomètrie bien particulière (forme conique) qui est en contact avec un milieu très absorbant Z' (voir Fig.III.23.). L'angle solide de ce cône est tel que toute onde incidente, venue de l'interface Z_p - Z_B, se réfléchie plusieurs fois sur l'interface Z_B- Z'. Après un certain nombre de réflexion elle doit converger vers l'extrémité du cône. A chaque réflexion, les parties transmises seront complètement atténuées par le milieu absorbant d'impédance Z' (27).

Une autre méthode, utilisée pour élargir la bande passante d'un transducteur en céramique (28), fait appel au couplage acoustique entre le milieu piézoélectrique Z_p et le milieu de charge arrière Z_B au moyen d'une lame quart d'onde d'impédance acoustique appropriée ZmB (voir Fig.III.24) L'impédance spécifique vue par le milieu piézoélectrique Z_p est fonction de la fréquence. Pour certaines valeurs du rapport Z_B/ ZmB une large bande B (3dB) peut être obtenue.

Le même principe de charge ramenée a été utilisée pour le PVF_2 (26).

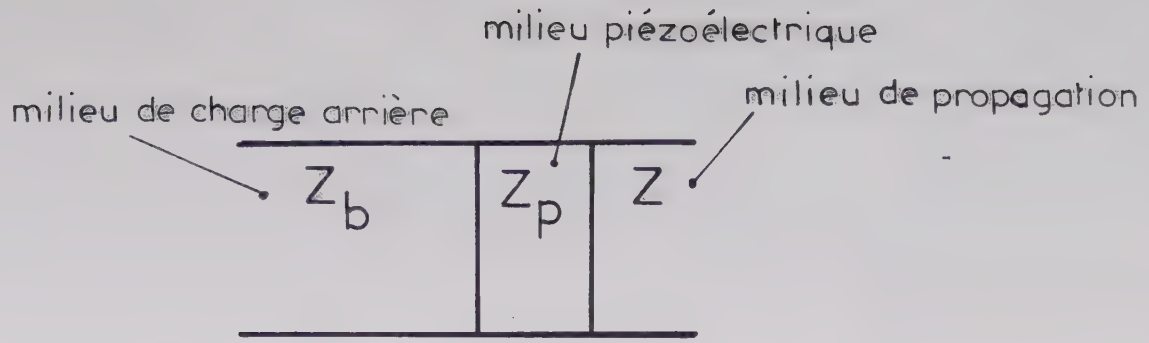


Fig.III.22

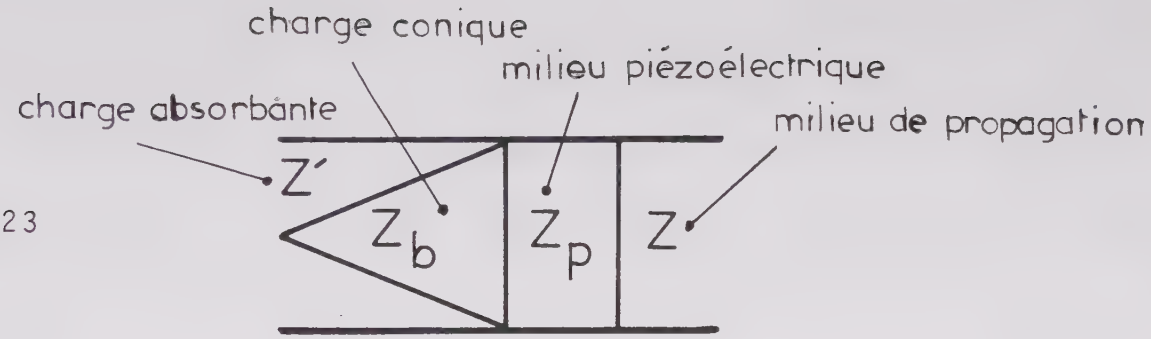


Fig.III.23

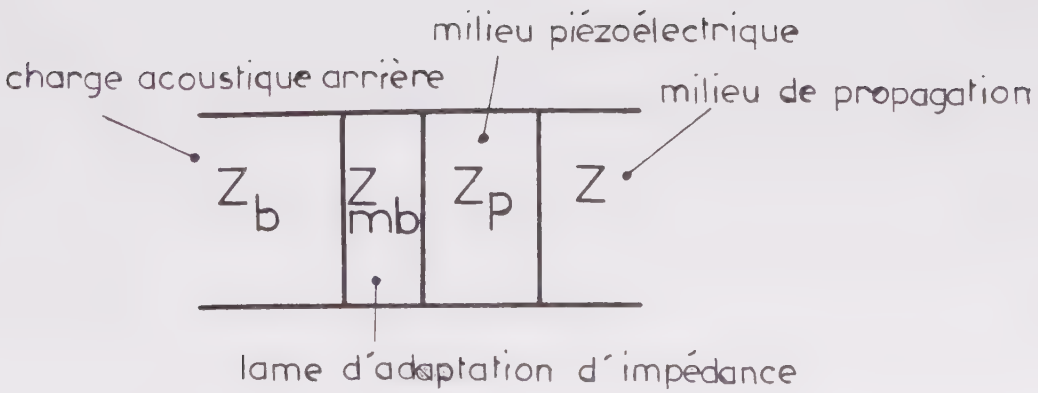


Fig.III.24

A.1. CALCULS ANALYTIQUES .

Trois types de charges acoustiques ont été choisis pour évaluer la bande passante B (3dB) d'un transducteur en PVF_2 :

- charge lourde (laiton)
- charge ramenée (100µm de cuivre + Méthacrylate de Méthyle PMMA)
- charge légère (air, PMMA)

Les pertes simples de conversion électromécanique P_c ont été calculés en fonction de la fréquence réduite f/fo pour ces différentes charges acoustiques arrières (voir Fig.III.25).

fo étant la fréquence correspondant à la demi longueur d'onde dans le PVF_2.

Ces configurations de montage utilisent un film de PVF_2 à forts taux de cristallinité (KPL 170 B).

La meilleure bande passante B (3dB) a été obtenue avec une charge acoustique arrière d'impédance voisine de celle du PVF_2 (PMMA).

La configuration avec charge arrière constituée de l'air donne une sensibilité maximale avec une bande B (3dB) voisine de 28%.

Les résultats du calcul analytique sont regroupés dans le tableau III.7.

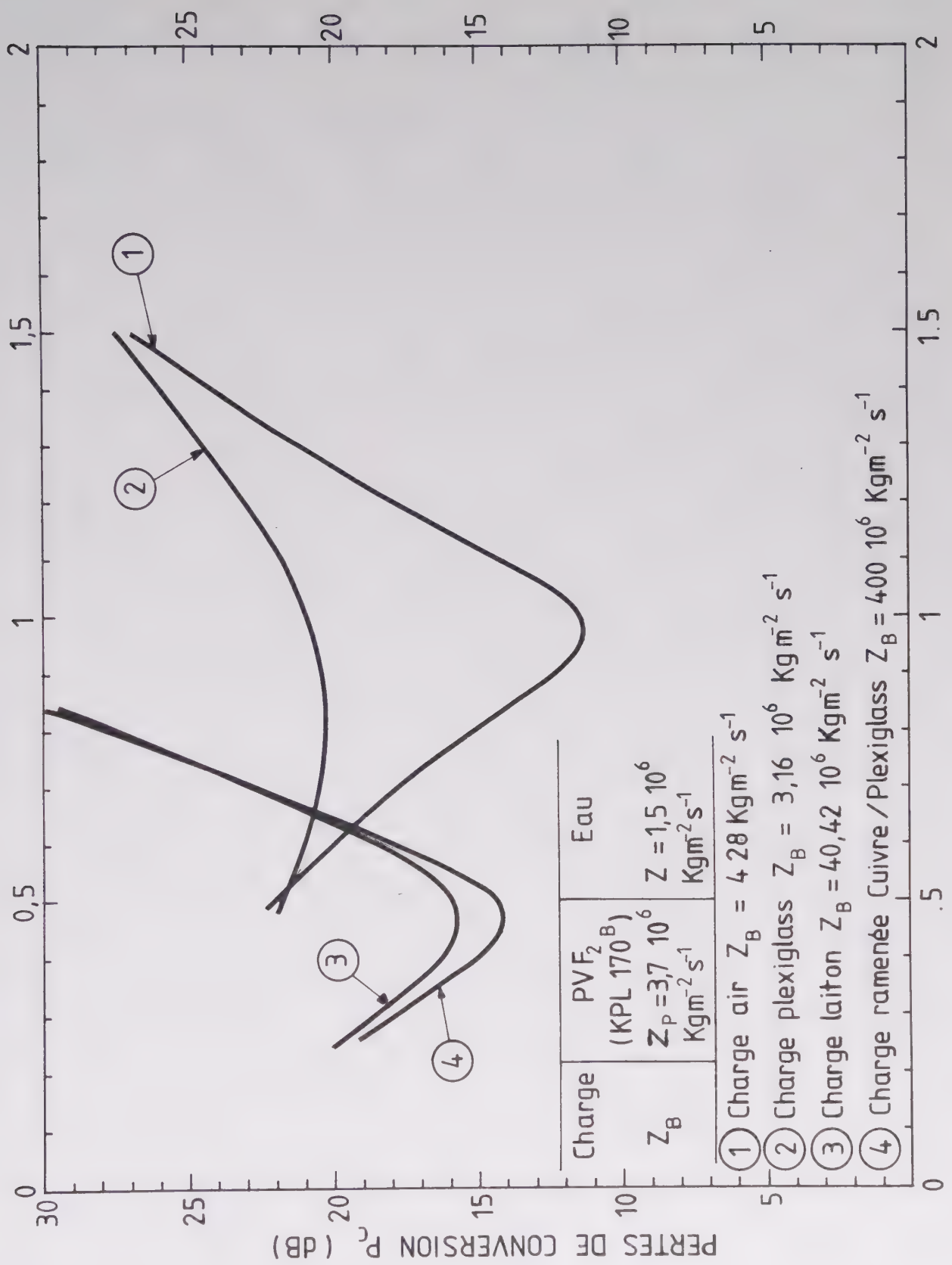


Fig.III.25. Bande passante théorique d'un transducteur en PVF_2 en fonction de la nature des charges acoustiques arrières.

Echantillon PVF_2 (KPL 170^B)	Nature de la charge acoustique arrière	Impédance Z_B (Kg/m^2s)	Fréquence centrale f_r (MHz)	Pertes de conversion P_c (dB)	Bande passante $B_{3\,dB}$ (MHz)	Bande passante relative B_{3dB} (%)
- Impédance acoustique $Z_p = 3{,}759\ 10^6 Kg/m^2s$ - Epaisseur e = 120µm - Fréquence de résonance $f\lambda/2 = 8{,}93$ MHz - Tangente de pertes diélectriques $tg\,\delta = 0{,}24$ - Coefficient de couplage $k_{33} = 17{,}6\ \%$	laiton	$40{,}42 \times 10^6$	4,2	15,6	1,26	30
	100µm Cu + plexiglass	400×10^6	4,2	14,1	1,05	25
	plexiglass	$3{,}16 \times 10^6$	7,3	20,2	6,6	90
	Air	428	8,7	11,2	2,45	28

Tableau III.7. Bande passante B (3dB) théorique d'un transducteur en PVF_2 en fonction de la nature des charges acoustiques arrières.

Le Polyfluorure de Vinylidène est un matériau à fortes pertes diélectriques. L'influence du coefficient k_{33} et de la tangente de pertes diélectriques $tg\delta$ sur la bande passante B (3dB) d'un transducteur sera évoluée pour chaque configuration.

L'angle de pertes diélectriques $tg\delta$ est supposé constant et égal à la valeur expérimentale 24% (échantillon KPL170B) La bande passante B (3dB) de chaque configuration augmente avec le coefficient k_{33}. Les courbes de la Fig.III.26. illustrent la variation de B (3dB) en fonction de k_{33} pour chaque configuration. L'augmentation est beaucoup plus sensible pour la configuration avec charge arrière constituée de l'air.

Les parties amorphes sont principalement responsables des pertes diélectriques. Par conséquent, l'analyse de la variation d'un paramètre en fixant l'autre, est très quantitative. Une variation de l'un de ces deux paramètres entraine une variation de l'autre. Pour les valeurs de k_{33} voisines de 20%, la variation de la tangente des pertes diélectriques n'influe pas la bande passante d'un transducteur monté selon la configuration de charge arrière constituée de l'air, comme le montre les courbes de la Fig.III.27.

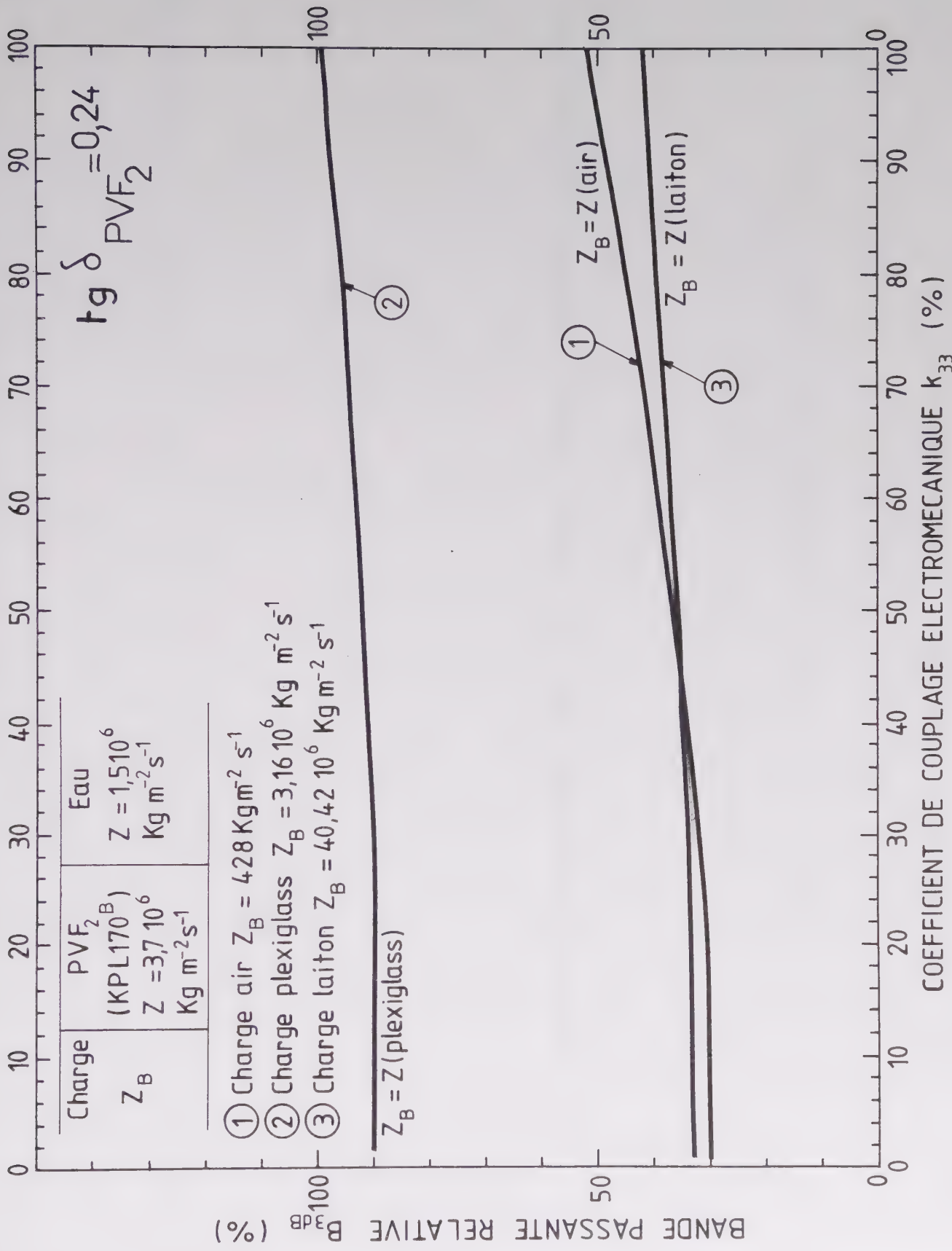


Fig.III.26. Variation de la bande passante B (3dB) en fonction du coefficient de couplage électromécanique k_{33} (tg δ étant paramètre ≃ 0,24)

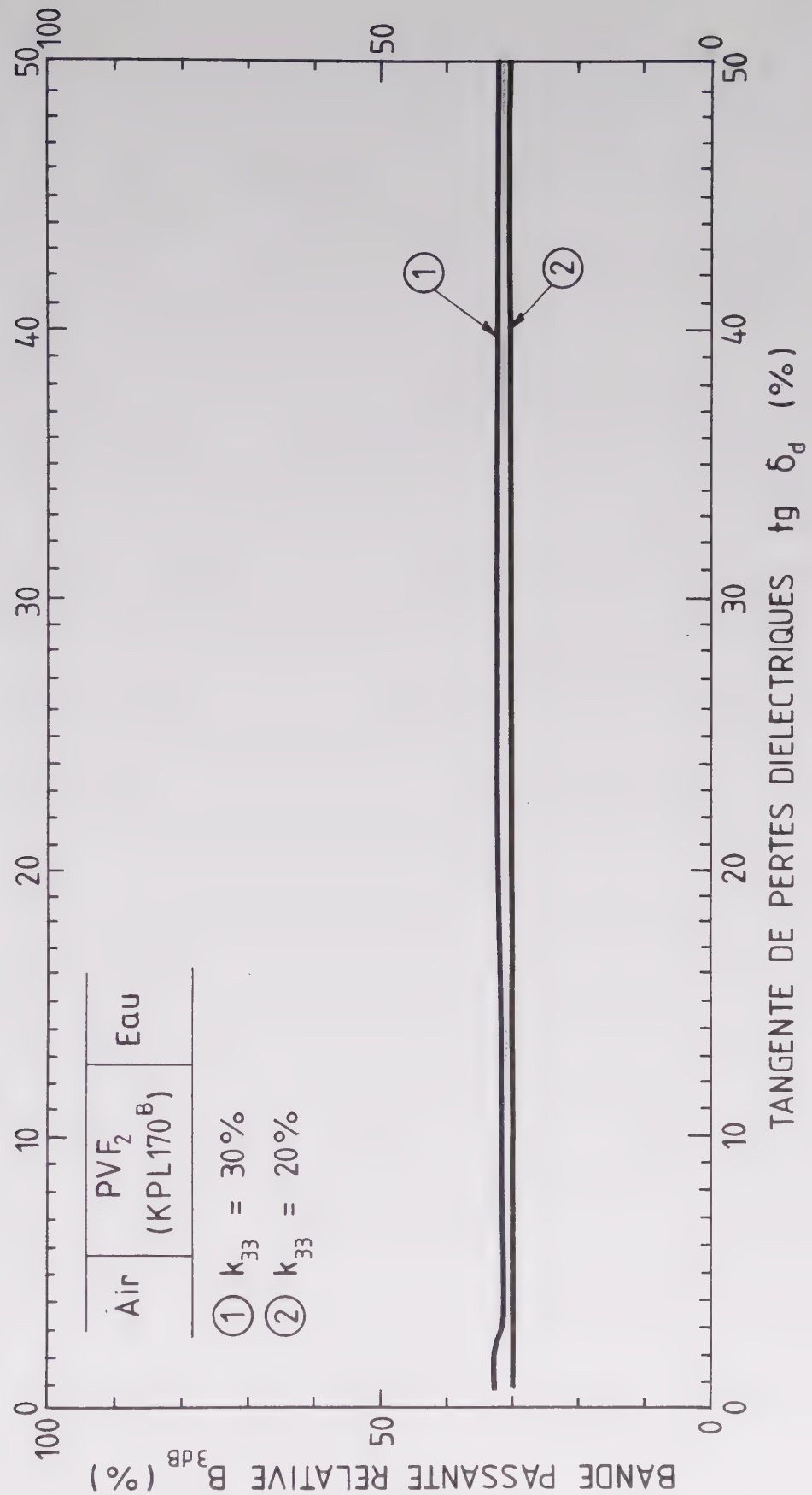


Fig.III.27. Variation de la bande passante B (3dB) en fonction des pertes diélectriques tgδ (k_{33} étant paramètre).

A.2. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Pour chaque type d'échantillon de PVF_2 , la bande passante B (3dB) a été mesurée avec différents types de charges acoustiques arrières. Le tableau III.8. regroupe les résultats de mesures expérimentales.

Un transducteur en PVF_2 (échantillon PL29) monté selon la configuration du type 3, est chargé acoustiquement à l'arrière par l'air, puis par un milieu poreux adéquat. Les pertes de conversion ont été mesurées expérimentalement dans ces deux cas et sur toute la bande passante du transducteur. On constate que ces deux charges acoustiques arrières donnent sensiblement la même bande passante B (3dB) (voir Fig.III.28.)

Deux types de PVF_2 ont été utilisés pour comparer les mesures expérimentales des pertes de conversion aux calculs théoriques. Les transducteurs en PVF_2 ont été montés selon la configuration du type 3 avec charge acoustique arrière constituée de l'air. Les courbes de la figure III.29. illustrent le cas du PVF_2 à faibles taux de cristallinité (<40%) (échantillon PLE1). Les courbes de la figure III.30 illustrent le cas du PVF_2 à forts taux de cristallinité (> 50%) (échantillon KPL170B).

Dsignation des échantillons de PVF_2	Epaisseur de PVF_2 (µm)	Tangente de pertes diélectriques * $tg\,\delta$ (%)	Coefficient de couplage k_{33} * (%)	Configuration (voir Fig. III.10)	Charge acoustique arrière	Fréquence de fonctionnement f_r (MHz)	Pertes de conversion * P_c (dB)	Bande relative B_{3dB} (%) *	Bande passante B_{3dB} (MHz) *
KPL176A1	220	-	-	type 1	PMMA	4	22	36	1,4
-	-	-	-	type 2	Inox+PMMA	2,8	24	52	1,5
-	-	-	-	type 3	Air	4,7	13	25	1,2
PL26	170	25	16,3	type 2	Cuivre+PMMA	3,3	17,6	38	1,25
PL29	160	24	17,6	type 3	Air	6,7	13,5	25	1,7
-	-		-	type 3	matière poreuse	6,7	12,5	25	1,7
PLE1	142	27	16,4	type 3	Air	7,4	16	30	2,2
KPL170B	120	24	17,6	type 3	Air	8,6	13	30	2,6

Tableau III.8. Bande passante expérimentale en fonction de la nature des charges acoustiques arrières.

* valeurs expérimentales.

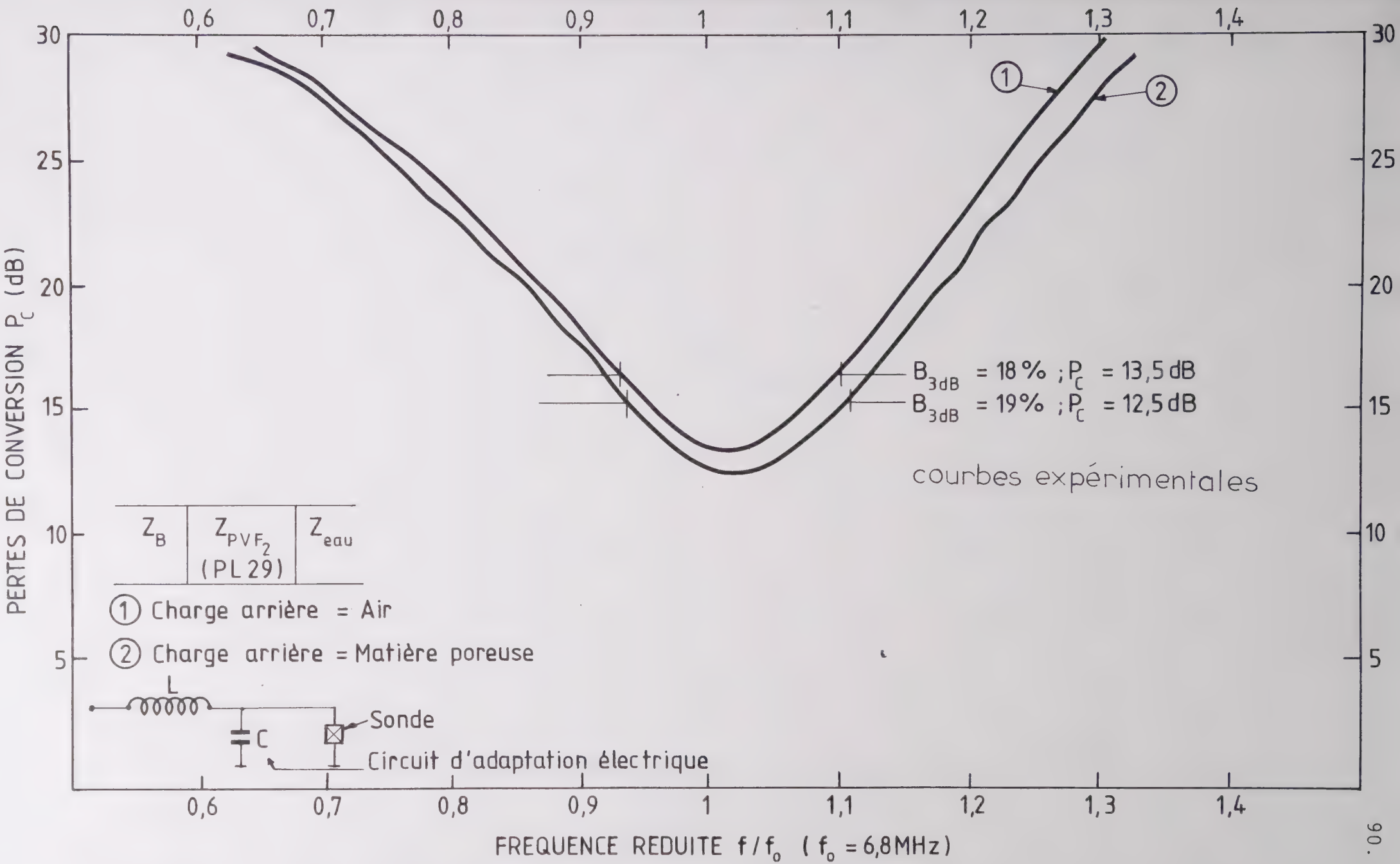


Fig.III.28. Influence de la charge poreuse sur les pertes de conversion et la bande passante d'un transducteur en PVF_2.

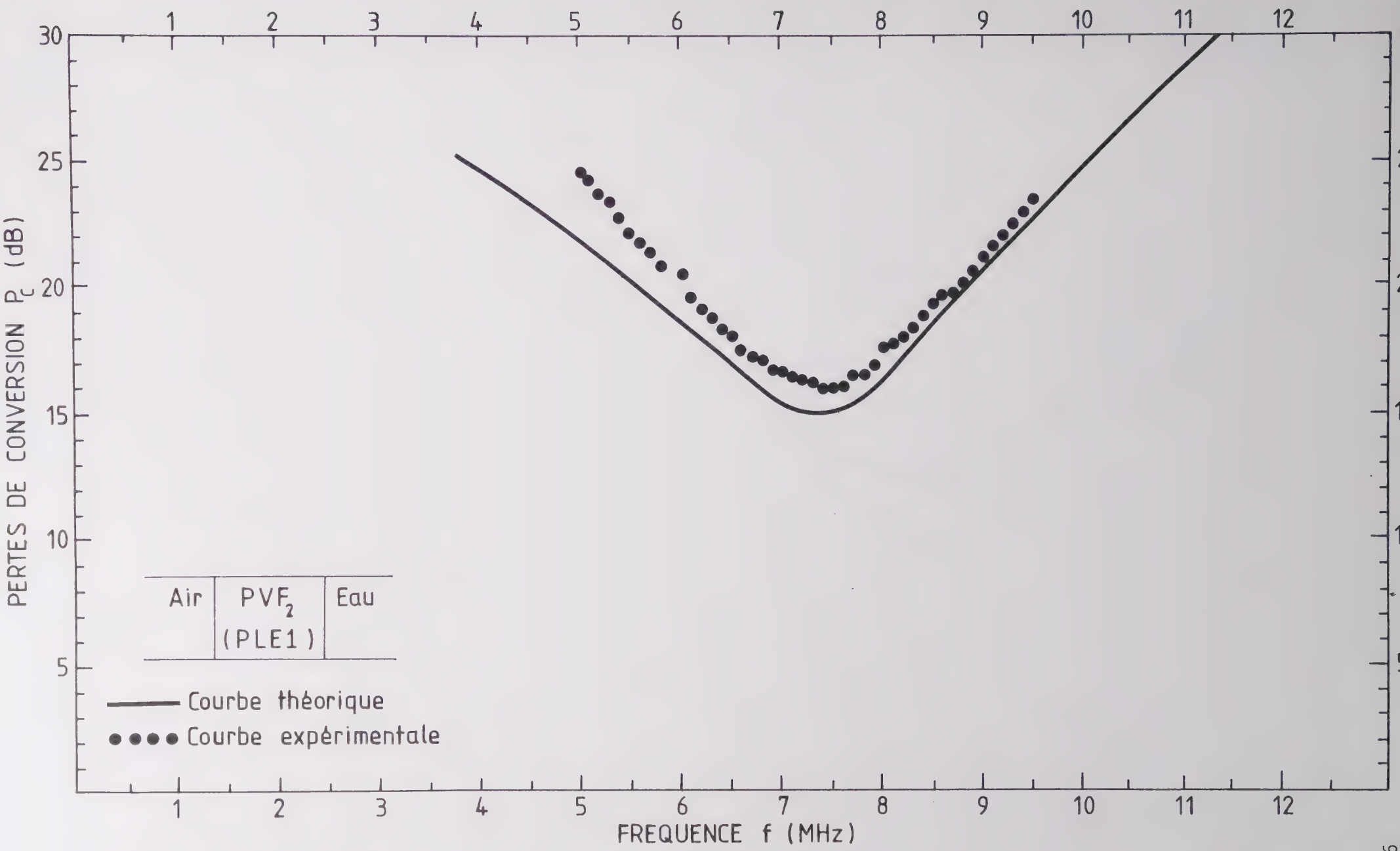


Fig.III.29. Comparaison théorique et expérimentale de pertes de conversion électromécanique en fonction de la fréquence (Echantillon de PVF_2 à faible taux de cristallinité:PLE1)

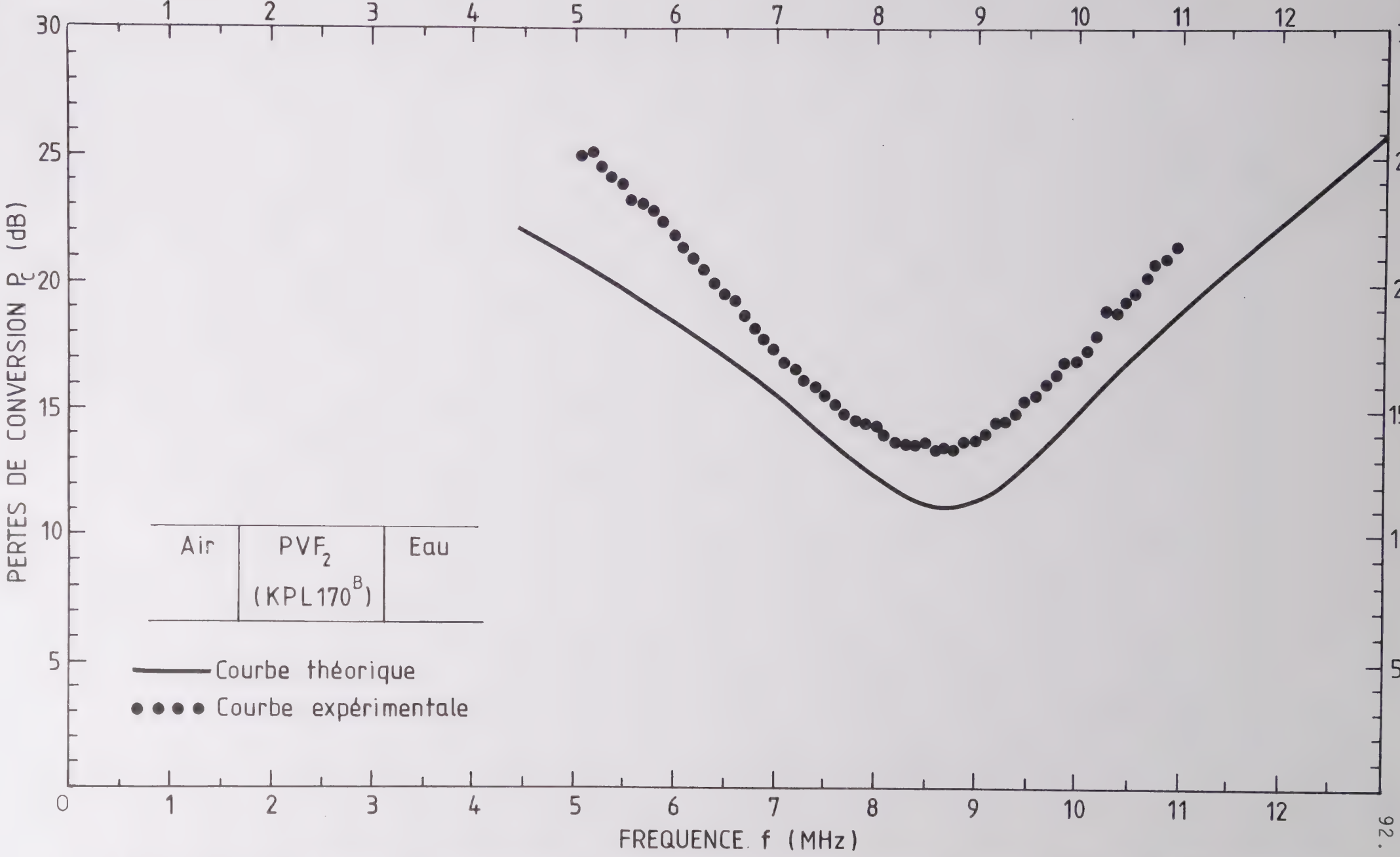


Fig.III.30. Comparaison théorique et expérimentale des pertes de conversion électromécanique en fonction de la fréquence (Echantillon de PVF_2 à fort taux de cristallinité:KPL170B)

- ADAPTATION D'IMPEDANCE ELECTRIQUE DU TRANSDUCTEUR :

L'adaptation d'impédance électrique du transducteur ultrasonore a un rôle important dans la détermination de sa bande passante qui peut être large ou sélective.

Le circuit équivalent à un transducteur piézoélectrique comprend une entrée électrique et deux sorties mécaniques. Les sorties mécaniques sont chargées par le milieu de propagation d'impédance acoustique Z et par le milieu arrière d'impédance Z_B. Vue du côté du générateur, l'impédance électrique Z_e du transducteur se décompose en une partie réelle et une partie imaginaire. A la fréquence de résonance du transducteur, la partie imaginaire de Z_e est compensée et sa partie réelle sera ramenée à l'impédance interne du générateur (50Ω) à l'aide d'un circuit d'adaptation d'impédance électrique. La configuration du circuit d'adaptation électrique accordé à la fréquence de résonance du transducteur est schématisée par le montage de la Fig.III.31.

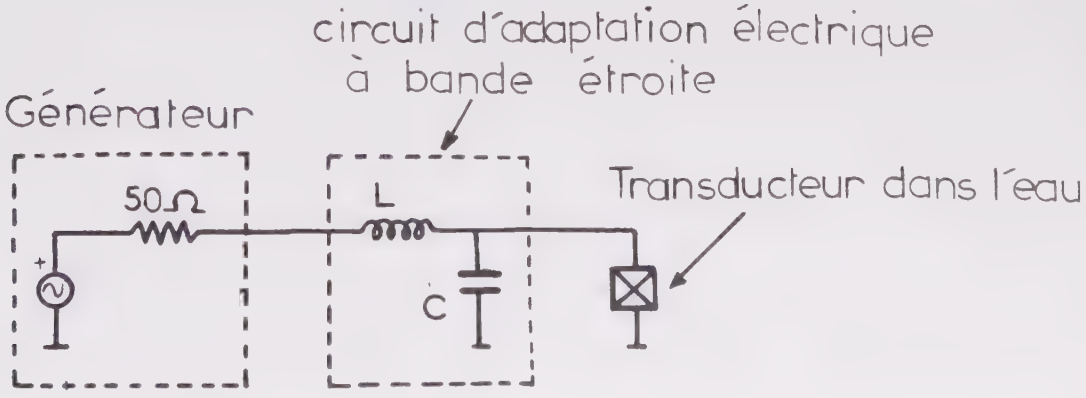


Fig.III.31. Adaptation électrique à bande étroite d'un transducteur en PVF_2.

Ce type de circuit d'adaptation électrique accordée à une fréquence unique égale à la fréquence de résonance f_r du transducteur, donne une bande passante B (3dB) voisine de 18% autour de 6,7MHz. Le transducteur, étant chargé à l'arrière par un milieu poreux en polyuréthane, est couplé directement avec l'eau (PFV_2-eau).

La bande passante B (3dB) a été augmentée considérablement en utilisant un circuit d'adaptation électrique à large bande constituée en un transformateur d'impédance. Ce circuit d'adaptation électrique a été schématisé par le montage de la Fig.III.32.

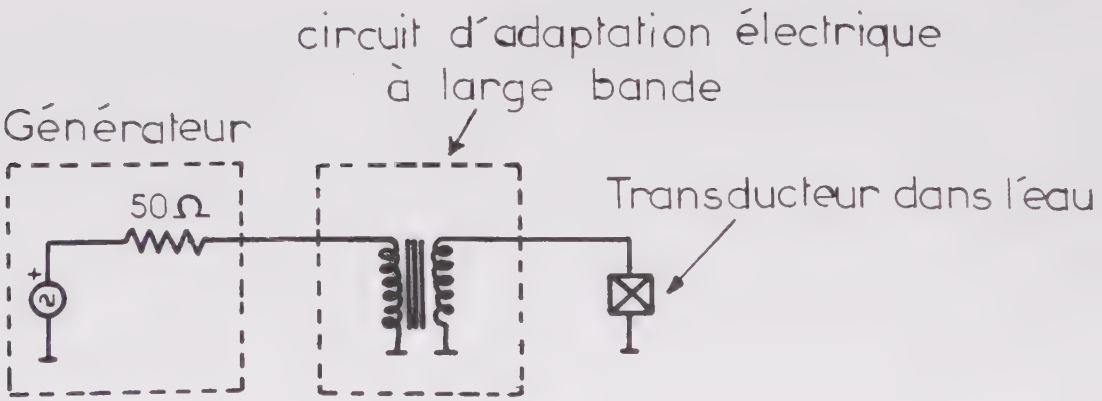


Fig.III.32. Adaptation électrique à large bande d'un transducteur en PVF_2.

A la fréquence de résonance f_r = 6,7 MHz, la partie réelle de l'impédance électrique du transducteur monté selon la configuration du type 3 avec charge arrière constituée de l'air est voisine de 400Ω. Le diamètre utile du transducteur est égale à 8,5mm. Le tableau III.9. regroupe les résultats de mesures expérimentales des bandes B (3dB) suivant les deux configuration d'adaptation électrique. Une amélioration de 7% a été obtenue pour la bande à 3dB avec la configuration d'adaptation électrique à large bande. Ces relevés expérimentaux sont illustrés par les courbes de la Fig.III.33.

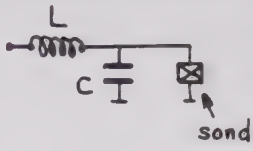
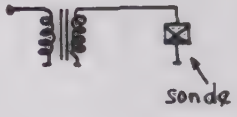
Caractéristiques du Transducteur	Circuit d'adaptation électrique	
	à bande étroite 	à large bande 
Echantillon de PVF_2	PL29	
Diamètre utile Ø (mm)	8,5 (38 λ)	
Configuration (voir Fig.III.10)	type 3	
Charge acoustique arrière	matière poreuse	
Fréquence de fonctionnement f_r (MHz)	6,7	
Bande passante relative $B_{(3dB)}$	18%	25%

TABLEAU III.9.

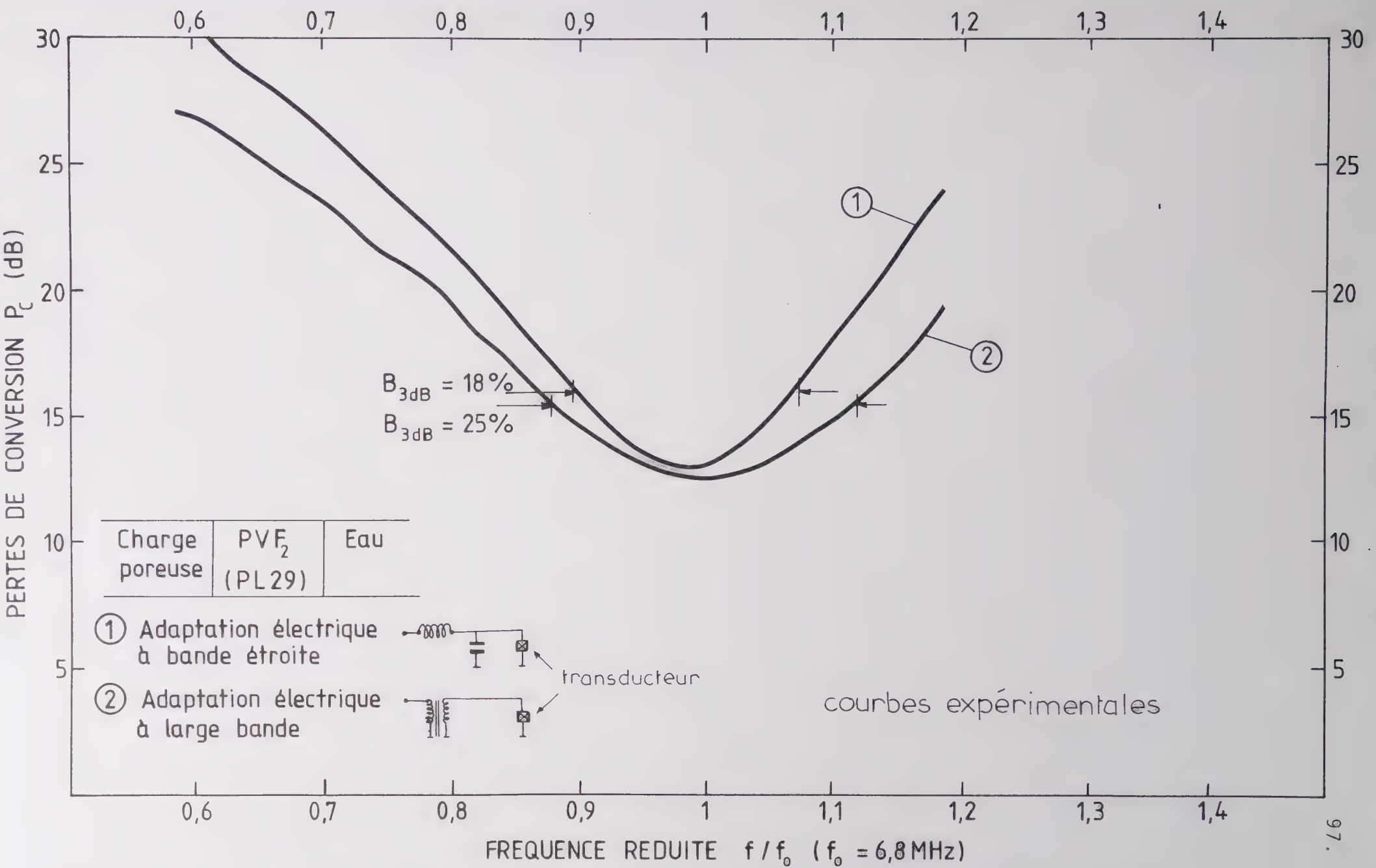


Fig.III.33. Bande passante d'un transducteur en PVF_2 selon les circuits d'adaptation d'impédance électrique.

III-1.2.B. INFLUENCE DU COUPLAGE ACOUSTIQUE AVEC - LES MILIEUX BIOLOGIQUES.

Quelque soit le matériau piézoélectrique utilisé dans la réalisation des sondes d'imagerie, on cherche à donner à la sonde une bonne sensibilité S et une large bande passante B (3dB). Le compromis S/B nous oblige à faire un choix modéré suivant l'application. Pour garder une sensibilité maximale, les sondes en céramique conventionnelle ont été également chargées à l'arrière par l'air. Il est alors nécesairé d'adapter l'impédance propre de la céramique à l'impédance du milieu de propagation, en l'occurence les milieux biologiques ou l'eau. Une bonne adaptation d'impédance à la face avant du transducteur permet d'évacuer l'énergie acoustique générée au sein du milieu piézoélectrique dans un délai très court.

En terme de réflexion aux interfaces, une excitation électrique sous forme d'impulsion génère a chaque interface de l'élément piézoélectrique deux ondes : l'une dans le milieu piézoélectrique et l'autre dans la lame d'adaptation ou dans le milieu arrière (6). Suivant les coefficients de réflexion et de transmission à chaque interface, l'énergie acoustique générée sera transmise plus ou moins rapidement sous forme d'onde élastique vers les milieux de propagation, et ceci après un certain nombre de réflexions.

Cet effet se traduit par des oscillations dans la réponse impulsionnelle de la sonde; le degré d'oscillation dépend du degré de rupture d'impédance aux interfaces.

La configuration du type 3 avec charge acoustique arrière constituée de l'air sera examinée. La face avant du transducteur est dans ce cas couplée au milieu de propagation au moyen d'une lame quart d'onde d'adaptation d'impédance (voir Fig.III.34.). En exprimant les conditions aux interfaces entre deux milieux infinis pour une onde élastique en régime harmonique unidimentionnel, le calcul montre que la lame adaptatrice d'impédance acoustique doit avoir une épaisseur égale à un nombre impair du quart de la longueur d'onde. Son impédance acoustique doit être égale à la moyenne quadratique de l'impédance du milieu piézoélectrique Zp et de celle du milieu de propagation Z.

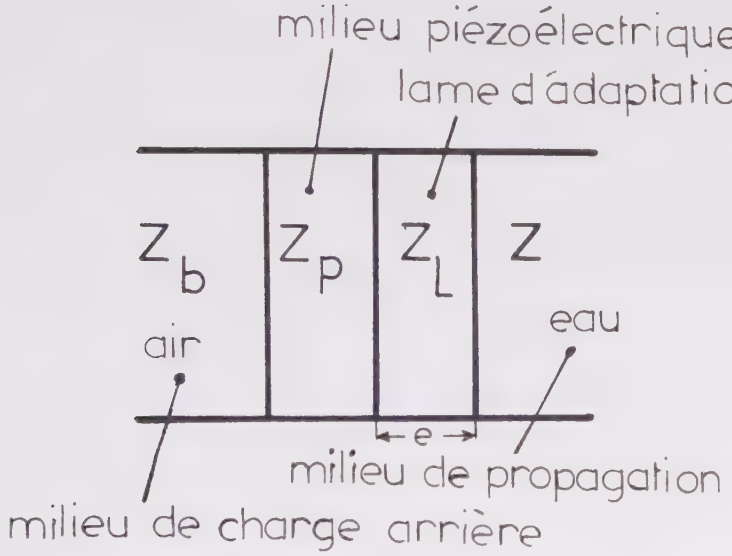


Fig. III.34.

$$e = (n+1)\frac{\lambda}{4} \qquad n : \text{nombre entier}$$

$$Z_L = \sqrt{Z_p \cdot Z} \qquad (III.22)$$

Dans ce premier calcul de lame quart d'onde, la dimension finie du milieu piézoélectrique n'a pas été pris en compte. Souquet et al (25) ont développé le modèle de base de Mason avec le formalisme des réseaux électriques équivalents. En exprimant l'égalité entre les coefficients de qualité mécanique calculés à partir des schémas équivalents électriques en série et en parallèle, l'expression de l'impédance Z_L du milieu adaptateur s'exprime suivant la relation (III.23.)

$$Z_L = \sqrt[3]{2\, Z^2 Z_p} \qquad \text{(III.23.)}$$

Pour des céramiques telles que le PZT5 ou P1-60 (Quartz et Silice), une légère différence a été observée pour Z_L calculée à partir de (III.22) et (III.23).

Pour le PVF_2 aucune différence notable n'a été décelée dans le calcul de Z_L avec ces deux formules (III.22) et (III.23), ceci est dû au fait que l'impédance du PVF_2 est voisine de celle de l'eau.

De nombreux chercheurs ont fait appel à la technique des multi-couches à la face avant pour mieux coupler le milieu piézoélectrique au milieu de propagation (voir Fig.III.35). Jeffrey (29) a développé le calcul de double lames quart d'onde à la face avant avec le modèle de propagation à travers quatre milieux selon le formalisme matriciel de THOMSON.

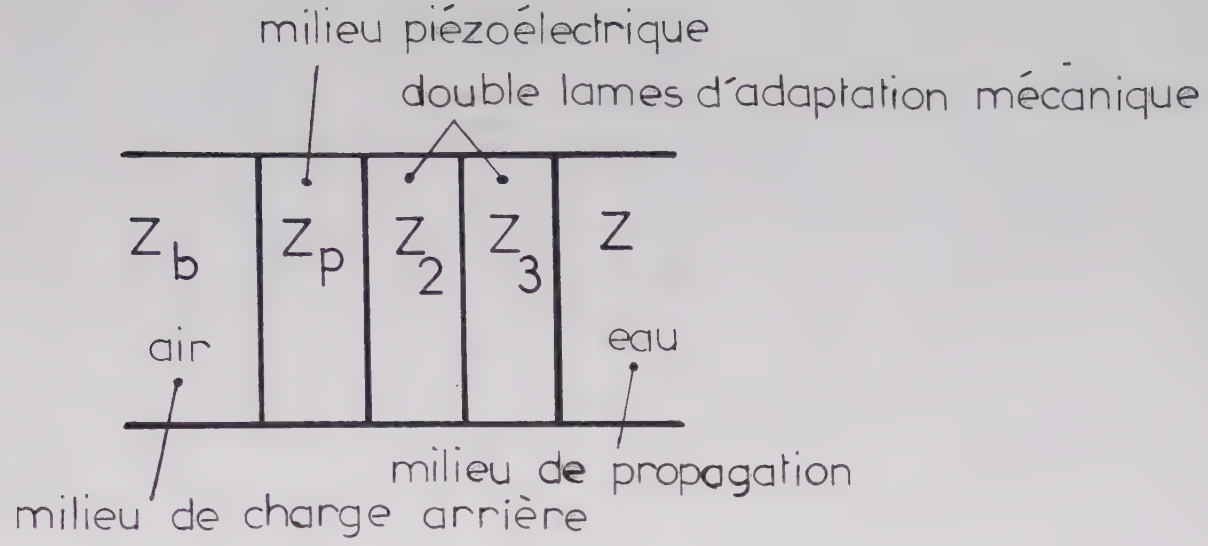


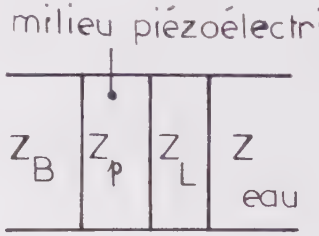
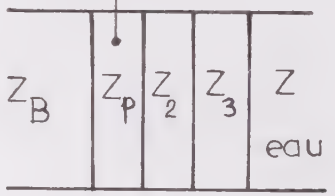
Fig.III.35.

Les impédances respectives des lames quart d'onde peuvent s'exprimer suivant les relations (III.24.) et (III.25).

$$Z_2 = \sqrt[4]{Z_p^3 Z} \qquad \text{(III.24.)}$$

$$Z_3 = \sqrt[4]{Z_p Z^3} \qquad \text{(III.25.)}$$

Le tableau de la Fig.III.10. résume les impédances théoriques et expérimentales des matières utilisées comme lames quart d'onde dans le cas de la céramique et du PVF_2 piézoélectriques.

Configuration		Formule	Matériau piézoélectrique	Impédance acoustique des lames quart d'onde ($kgm^{-2}s^{-1}$)	
				Valeur théorique	Valeur expérimentale
		$Z_L = \sqrt{Z_p \cdot Z}$	P1-60	$6,4\ 10^6$	(résine d'époxy chargé)
			PVF_2	$2,4\ 10^6$	$2,2\ 10^6$ (Polystyrène Budatiène PSB)
		$Z_L = \sqrt[3]{2 Z_p Z^2}$	P1 - 60	$5\ 10^6$	(résine d'époxy chargé)
			PVF_2	$2,6\ 10^6$	idem
		$Z_2 = \sqrt[4]{Z Z_p^3}$	P1-60	$13,2\ 10^6$	$13\ 10^6$ (verre Pyrex)
			PVF_2	$3\ 10^6$	$2,9\ 10^6$ (Nylon 6-6)
		$Z_3 = \sqrt[4]{Z_p Z^3}$	P1-60	$3\ 10^6$	$3,2\ 10^6$ (Plexiglass-PMMA)
			PVF_2	$2\ 10^6$	$1,9\ 10^6$ (Polyéthylène)

$Z_{(P1\text{-}60)} = 27.10^6 kgm^{-2}s^{-1}$

$Z_{(PVF_2)} = 3,8.10^6$ " "

$Z_{(eau)} = 1,5.10^6$ " "

TABLEAU III.10. Valeurs théorique et expérimentale des impédances acoustiques des lames quart d'onde d'adaptation d'impédance.

B.1. LAME QUART D'ONDE EN POLYSTYRÈNE BUTADIÈNE (PSB)

Les sondes optimisées en PVF_2 sont adaptées à l'avant par une lame quart d'onde en Polystyrène Butadiène (ou PSB) selon la configuration du type 4 illustrée par le schéma de la Fig.III.36.

Le Polystyrène Butadiène (PSB) est obtenu par un greffage de styrène dont la formule est :

$$(- CH - CH -)^{n}$$
$$\quad\quad\quad

Le Polystyrène Butadiène (PSB) a les caractéristiques suivantes :

* Propriétés en polymère (14)
  - point de transition d'un état vitreux à un état poisseux se situe à T_g = 90°C
  - bonne tenue au froid (- 40°C)

* Propriétés optiques
  - opaque (translucide sous faible épaisseur)

* Propriétés acoustiques (valeurs expérimentales)
  - densité volumique ρ = 1,03 g/cm^3
  - vitesse des ondes longitudinales V_L = 2120 m/s
  - impédance acoustique $Z_{ac} = \rho V_L = 2{,}2 10^6$ kg/m^2/s
  - coefficient d'atténuation des ondes de volume : 3dB/(cm MHz) (atténuation en f^3)

L'atténuation des ondes de volume longitudinales dans le Polystyrène Butadiène (PSB) est illustrée par la courbe expérimentale de la Fig.III.37.

Le bon comportement à la chaleur facilite la mise en forme du PSB. C'est alors que les lames quart d'onde seront thermoformées à 70°C lors des réalisations des sondes focalisantes. Le thermoformage du PSB peut être également appliqué à la réalisation des lentilles acoustiques .

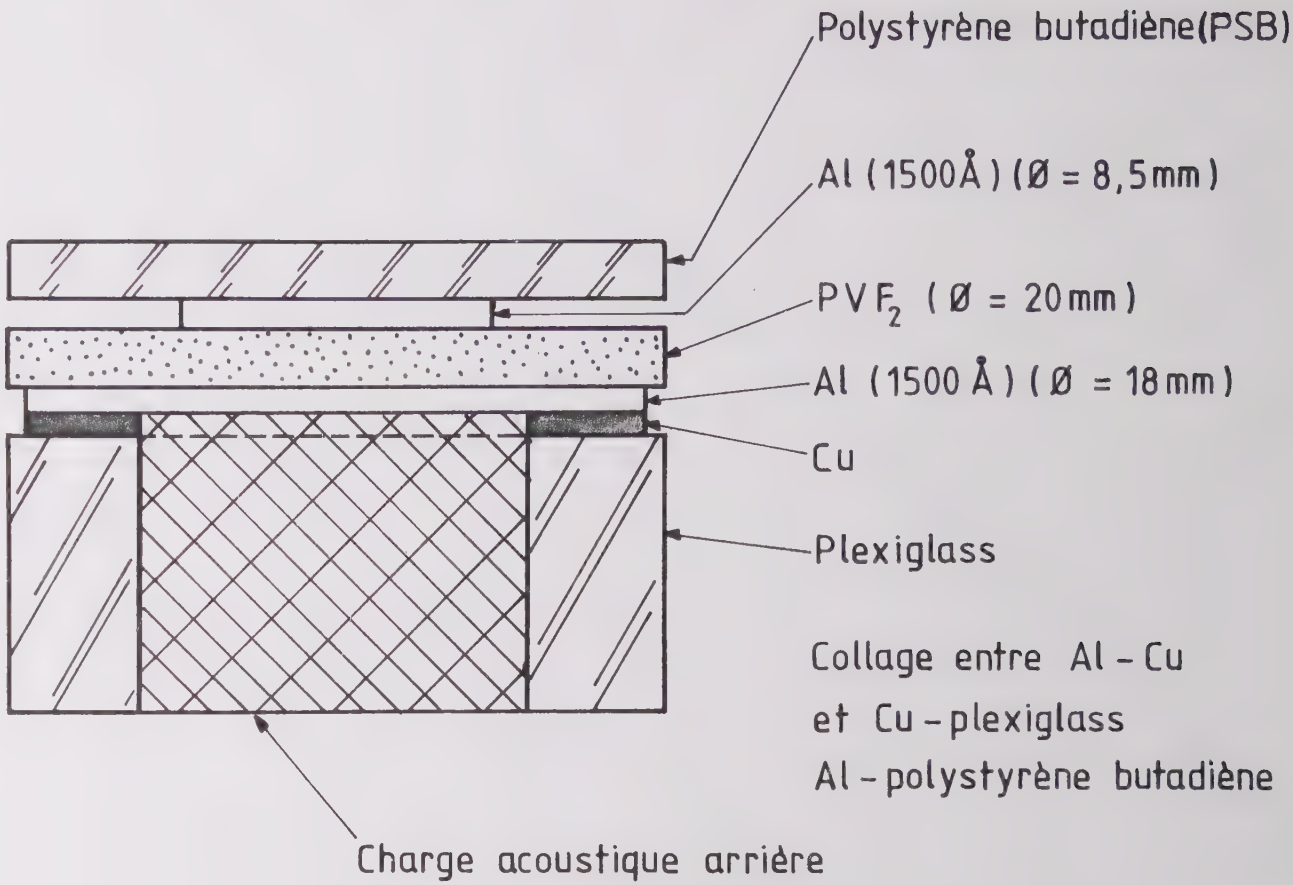


Fig.III.36. Configuration d'un transducteur en PVF_1 muni de lame quart d'onde PSB à la face avant.

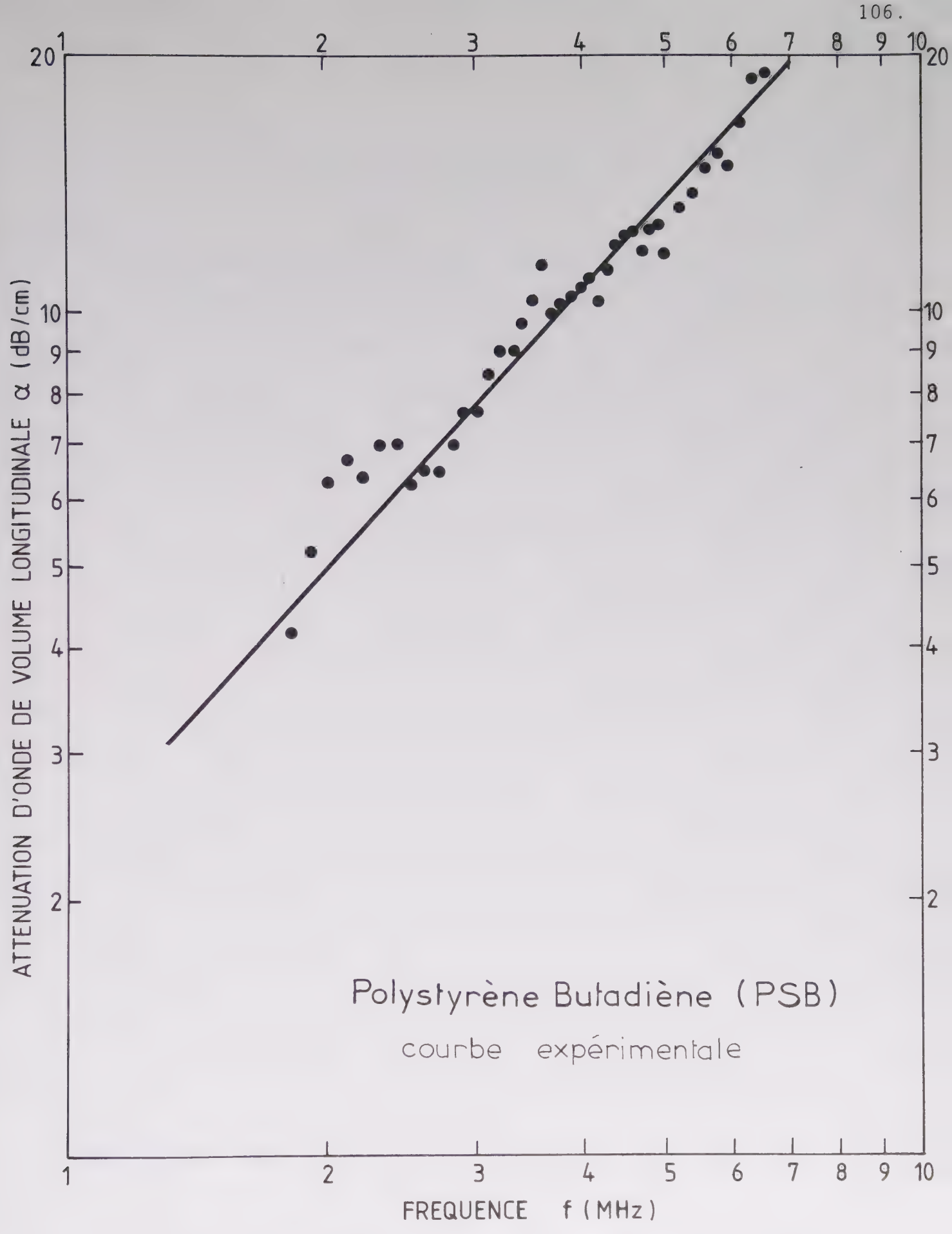


Fig.III.37. Atténuation expérimentale des ondes de volume longitudinales dans le Polystyrène Butadiène (PSB) (atténuation en f^3).

B.2.RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.

Un bon couplage acoustique entre les milieux piézo-électriques et les milieux biologiques a pour effet d'élargir la bande passante du transducteur.

L'adaptation d'impédance acoustique à la face avant des sondes en céramique conduit à un élargissement spectaculaire de la bande passante B (3dB), car l'impédance acoustique de la céramique est 18 fois plus grande que celle des milieux biologiques ou celle de l'eau.

Dans le cas du PVF_2, bien que son impédance acoustique soit 2,5 fois plus grande que celle de l'eau, il est utile de bien coupler le PVF_2 avec le milieu de propagation. Les résultats expérimentaux montrent qu'une amélioration de 6% de la bande relative a été obtenue pour une sonde en PVF_2 de fréquence centrale égale à 5MHz. Selon cette configuration, étant chargé à l'arrière par l'air, le PVF_2 est adapté à l'avant par une lame quart d'onde en polystyrène PSB. Les pertes de conversion ont été mesurées en fonction de la fréquence pour deux cas : avec adaptation et sans adaptation mécanique. Les bandes B (3dB) correspondant sont illustrées par les courbes de la Fig.III.38.

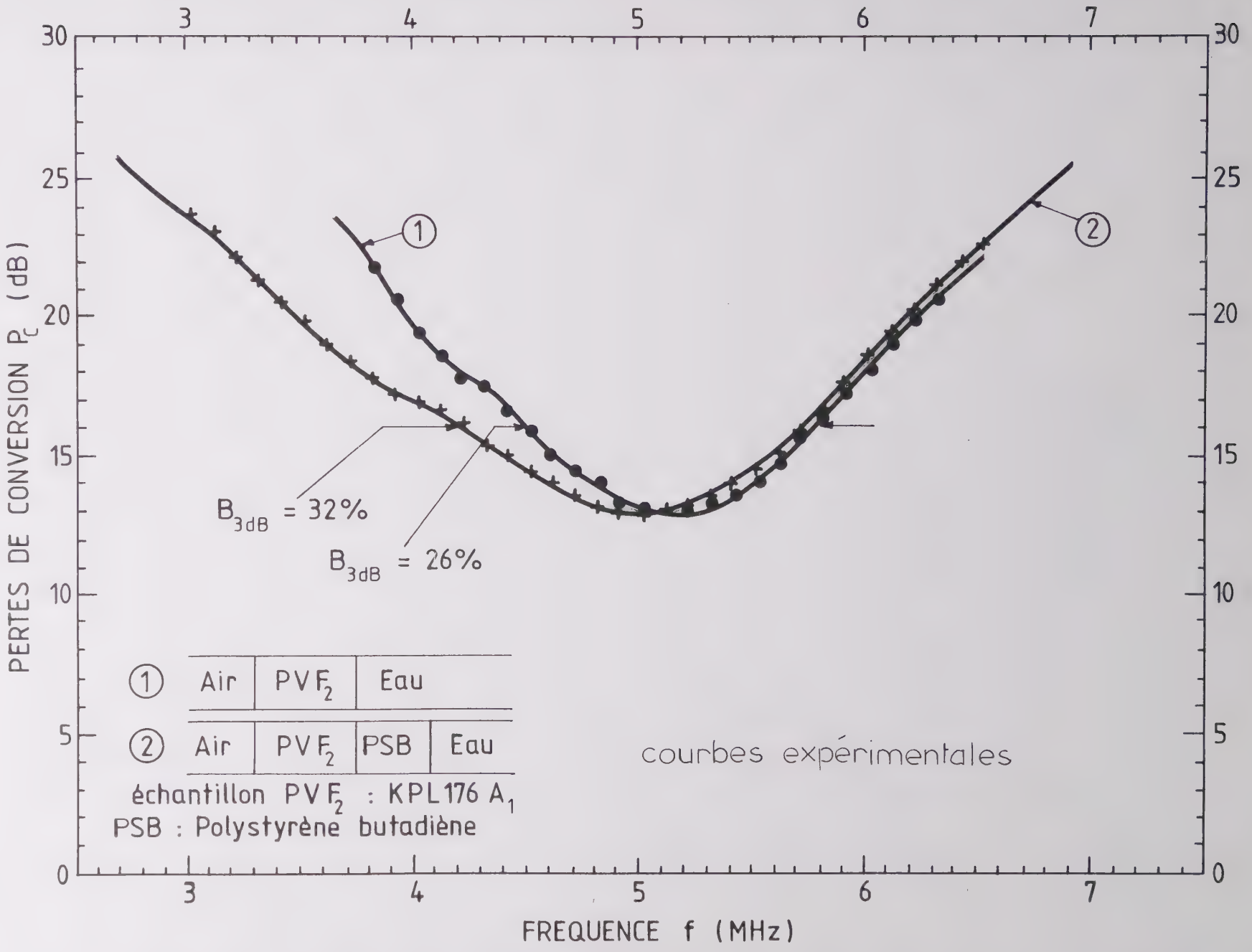


Fig.III.38. Influence du couplage mécanique à la face avant d'un transducteur en PVF_2

III - 1.3. RÉPONSES IMPULSIONNELLES

III-1.3.A. INFLUENCE DE LA CHARGE ACOUSTIQUE ARRIÈRE ET DE LA QUALITÉ DU MATÉRIAU PIÉZOÉLECTRIQUE.

A.1. CALCULS ANALYTIQUES .

La qualité de l'image ultrasonore dépend essentiellement du pouvoir de résolution du transducteur électro-acoustique : résolution en profondeur et résolution latérale.

En échographie, la capacité de distinction des échos successifs de deux cibles situées sur l'axe de la sonde est d'autant meilleure que la réponse temporelle S(t) à une excitation impulsionnelle est plus courte. L'excitation peut être électrique (en émission) ou acoustique (en réception), car le principe de réciprocité est admis par un transducteur ultrasonore.

L'aptitude de répondre à une excitation impulsionnelle dépend à la fois de la sensibilité et des conditions d'amortissement de la sonde.

La réponse impulsionnelle S(t) est caractérisée principalement par sa durée ; sur ce point, aucune définition précise n'est formulée. Kossoff a évoqué de gabarit de réponse S(t) (28) : le temps de montée t_r est défini comme le temps pendant lequel la réponse atteind son amplitude maximale A_{max} et la durée τ(-3dB) de S(t) est le temps pendant lequel l'amplitude diminue de moitié.

Coursant (30) a évoqué la durée à -20dB pour caractériser la durée totale de S (t). La durée de la réponse, quelle que soit la définition, varie en fonction de la charge acoustique mise derrière l'élément piézoélectrique. Pour chaque type de charge, la durée de S (t) varie inversement avec la fréquence centrale f_r de la sonde.

La résolution en profondeur d'une sonde d'échographie est définie comme le parcours effectué par une onde élastique se propageant dans l'eau pendant la moitié de la durée τ (-20dB) de sa réponse impulsionnelle en émission-réception (9) (31).

L'analyse a été reprise à partir du modèle de base de W.P.Mason (voir Fig.III.39.) et les formulations matricielles en régime harmonique de E.K.Sittig (32). Les hypothèses simplificatrices de E.G.Cook et M.Redwood (33) permettent de simuler numériquement la réponse impulsionnelle d'un transducteur en fonction des conditions de charge sur ses deux faces.

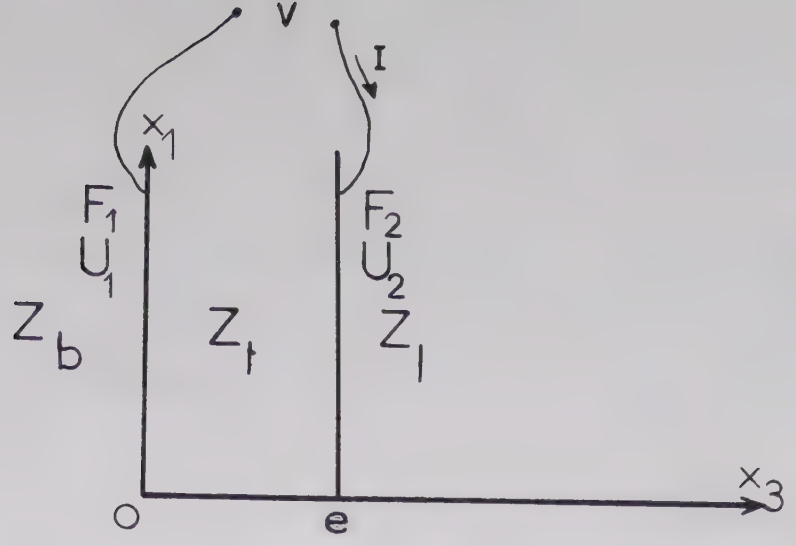


Fig.III.39.

A partir des équations suivantes :

$$\left.\begin{aligned} T_3 &= C_{33}\frac{\partial \xi_3}{\partial x_3} - h_{33}D_{33} \\ E_3 &= -h_{33}\frac{\partial \xi_3}{\partial x_3} + \frac{1}{\varepsilon^S_{33}}D_{33} \\ \frac{\partial D_3}{\partial x_3} &= 0 \\ \frac{\partial T_3}{\partial x_3} &= \rho\frac{\partial^2 \xi_3}{\partial t^2} \\ I &= A.\frac{\partial D_3}{\partial t} \\ V &= \int_0^e E_3\, dx_3 \end{aligned}\right\} \quad (III.26.)$$

T_3, E_3, D_3, I et V étant respectivement la contrainte mécanique suivant la direction perpendiculaire à la surface du disque piézoélectrique, le champ électrique appliqué aux bornes du disque piézoélectrique, le champ de déplacement électrique, le courant et la tension électrique appliquée.

ξ_3, ρ , A et e étant respectivement le déplacement mécanique, la densité volumique du milieu piézoélectrique la surface utile du transducteur et l'épaisseur du disque piézoélectrique.

C_{33}, h_{33} et ε_{33} étant respectivement la constante élastique, le coefficient piézoélectrique et la permittivité diélectrique.

Le vitesses **U** et les pressions F aux limites sont :

$$U_1(t) = \left(\frac{\partial \xi_3}{\partial t}\right)_{x_3=0} \qquad F_1(t) = \left(-A\,T_3\right)_{x_3=0}$$

$$U_2(t) = \left(\frac{\partial \xi_3}{\partial t}\right)_{x_3=e} \qquad F_2(t) = \left(-A\,T_3\right)_{x_3=e}$$

En prenant la transformée de Laplace du système d'équation (III.26.), le rapport $\dfrac{F_2(p)}{E(p)}$ peut être exprimé en fonction des coefficients de réflexion et de transmission aux interfaces :

$$\frac{F_2(p)}{E(p)} = K_e \frac{\left[1 - T_B \exp(-\tau p) + R_B \exp(-2\tau p)\right]}{1 - R_L R_B \exp(-2\tau p)}$$

$$K_e = \frac{Z_L T_L h_{33} (\varepsilon_{33})^{1/2}}{2e (\rho)^{1/2}}$$

$F_2(p)$ et $E(p)$ étant respectivement les transformées de Laplace de la force de pression engendrée par une excitation électrique et du champ électrique aux bornes du transducteur.

τ et k_{33} étant respectivement le temps de parcours d'une face à l'autre du disque piézoélectrique et le coefficient de couplage électromécanique.

R et T désignent les coefficients de réflexion et de transmission. Les indices B et L désignent les interfaces : milieu piézoélectrique - milieu de charge acoustique arrière et milieu piézoélectrique - milieu de propagation face avant. Les approximations de Cook et Redwood sont :

$$\begin{cases} k_{33}^2 \ll 1 \\ Z_S = 0 \end{cases}$$

Z_S étant l'impédance interne du générateur.

Dans l'espace temporel, la force acoustique engendrée par une excitation électrique peut être exprimée par la relation suivante :

$$F(t) = K_e \left\{ E(t) + R_B T_L \sum_{k=1}^{\infty} (R_L R_B)^{k-1} E(t - 2k\tau) - T_B \sum_{k=0}^{\infty} (R_L R_B)^k E(t - (2k+1)\tau) \right\}$$

(III.27)

Le calcul numérique de F (t) donne la réponse impulsionnelle du transducteur. Dans le cas de la réponse en émission-réception (auto convolution de la réponse proprement dite), la tension électrique générée aux bornes du transducteur est exprimée par la relation suivante :

$$\left.\begin{aligned} I(t) &= \frac{A}{\rho_{33}} \left(\frac{C_{33}}{Z_L} + \frac{1}{A} \right) F(t) \\ V(t) &= - Z_L \, I(t) \end{aligned}\right\} \qquad (III.28)$$

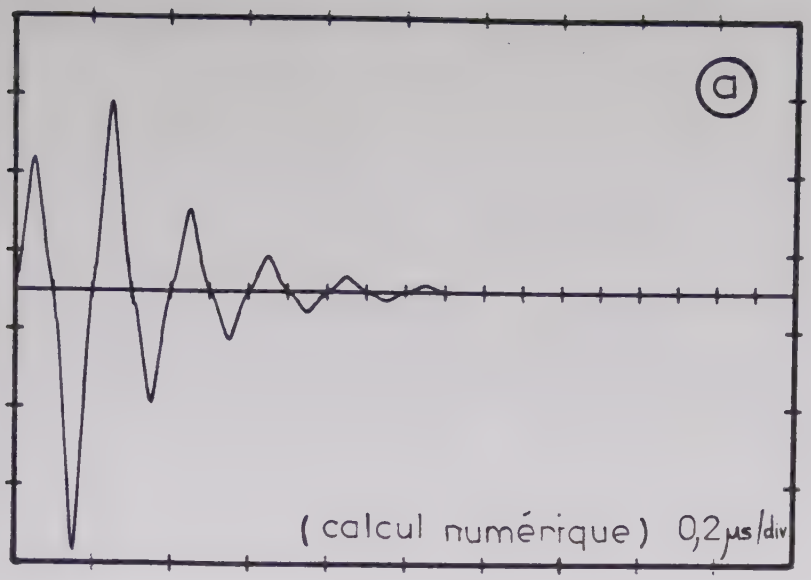
Plusieurs charges acoustiques ont été considérées pour simuler les réponses S(t) d'un transducteur en PVF_2 (échantillon KPL131) fonctionnant dans l'eau. Les réponses simulées sont présentées dans la Fig.III.40.

Le modèle développé pour ces calculs ne tient pas compte des pertes du matériau. Tout au moins, il permet de prévoir la sensibilité relative d'une sonde en fonction de la charge acoustique arrière en observant l'amplitude maximal de la réponse impulsionnelle, ainsi que la durée de sa réponse impulsionnelle pour un type de matériau PVF_2 déterminé.

Les graphiques de la Fig.III.41. confirment les résultats expérimentaux obtenus précédemment sur la sensibilité des sondes :

- la sensibilité d'une sonde est d'autant meilleure que la rupture d'impédance acoustique à la face arrière du PVF_2 est plus nette.

- la durée τ de la réponse impulsionnelle est d'autant plus brève que l'amortissement acoustique est important. La meilleure réponse (plus courte durée) a été obtenue avec une charge acoustique arrière dont l'impédance acoustique est voisine de celle du PVF_2 (Bakélite d'impédance acoustique $3,6\ 10^6 kg\ m^{-2}s^{-1}$).

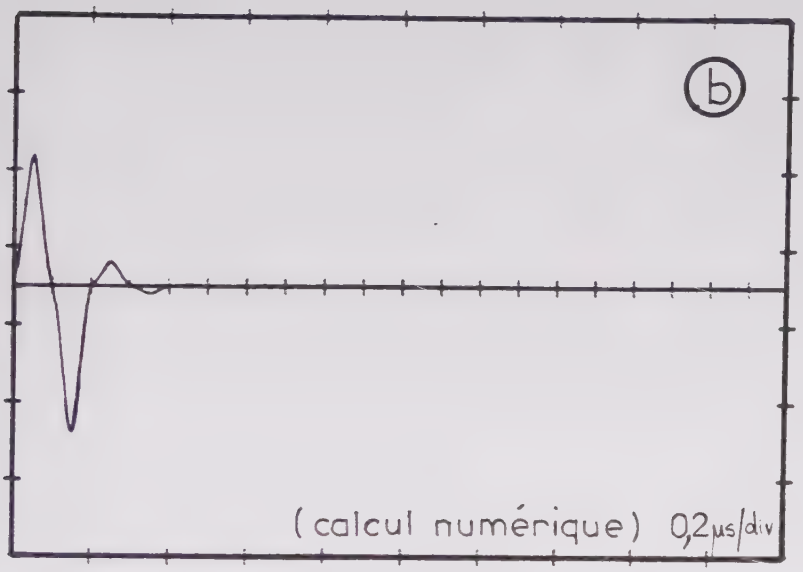


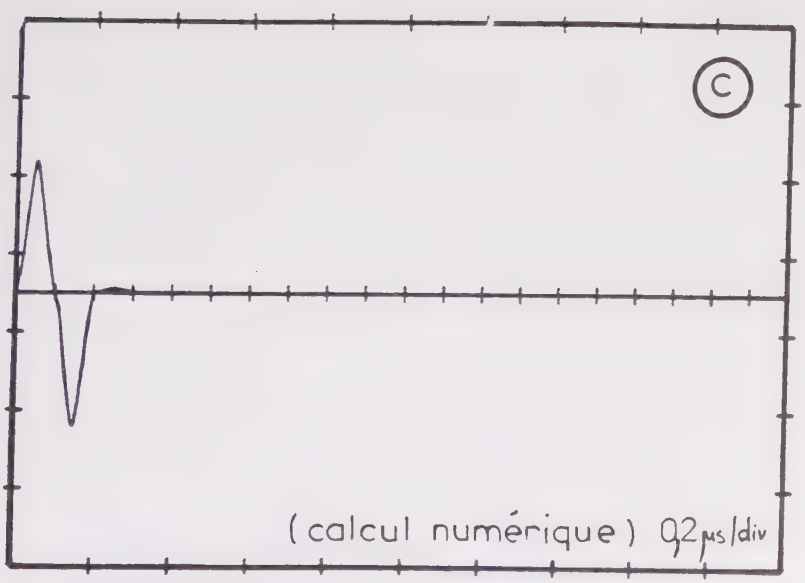
Charge Z_B	PVF_2 (KPL170^B) $Z = 3,7\ 10^6$ Kg $m^{-2}s^{-1}$	Eau $Z = 1,5 10^6$ Kg $m^{-2}s^{-1}$

ⓐ charge air $Z_B = 428$ Kg$m^{-2}s^{-1}$

ⓑ charge PTFE $Z_B = 2,9.10^6$ Kg $m^{-2}s^{-1}$

ⓒ charge Bakelite $Z_B = 3,6.10^6$ Kg$m^{-2}s^{-1}$





-DUREE DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE EN FONCTION DE LA CHARGE ACOUSTIQUE ARRIERE

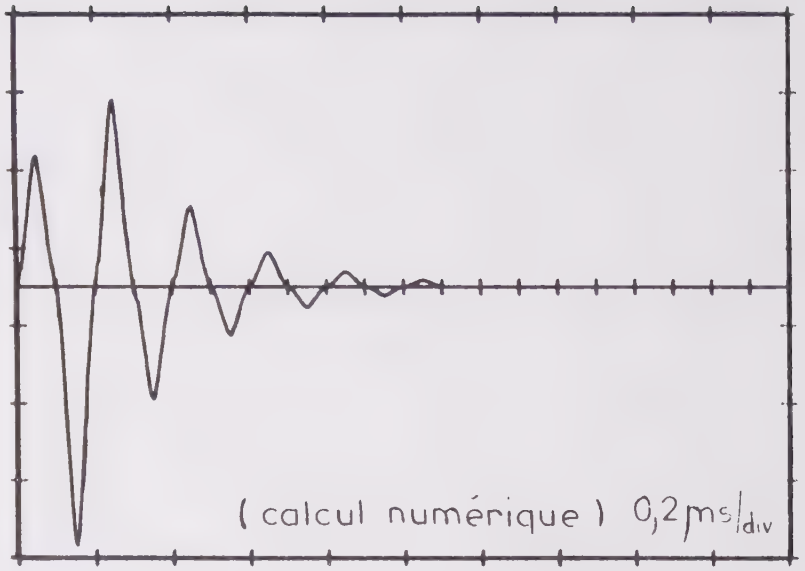
fig.III.40.

D'autre part, la sensibilité de la sonde montée selon une configuration quelconque est proportionnelle au coefficient de couplage k_{33} du PVF_2. Cette propriété se retrouve à travers le calcul de la réponse impulsionnelle. L'amplitude de la réponse impulsionnelle est d'autant plus grande que k_{33} est plus grand. La configuration de charge arrière constituée de l'air a été choisie pour cette comparaison. Deux types d'échantillon de PVF_2 ont été pris pour ce calcul :

- PVF_2 à fort taux de cristallinité $k_{33} \simeq 17,6\%$
  (échantillon KPL 170B)

- PVF_2 à faibles taux de cristallinité $k_{33} = 12,3\%$
  (échantillon KPL 131)

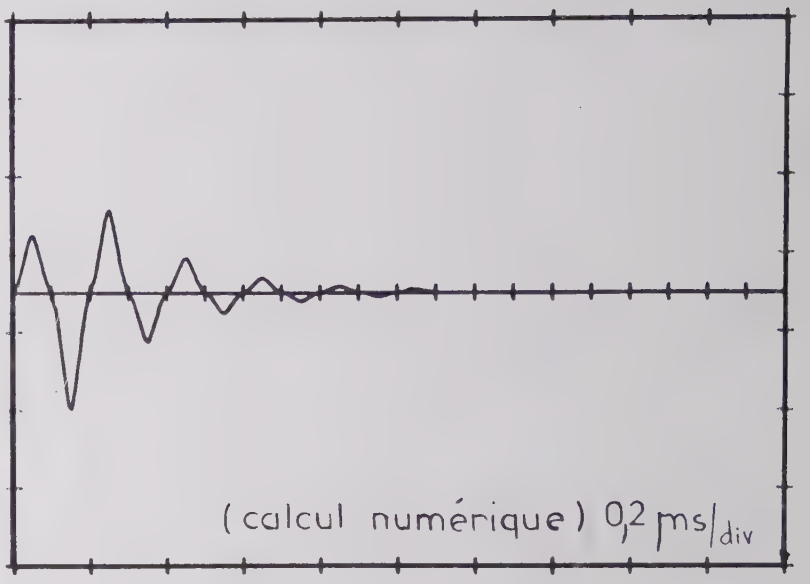
Les réponses impulsionnelles calculées pour ces deux valeurs de k_{33} sont illustrées par les graphiques de la Fig.III.41.



$k_{33} = 17,6\ \%$

(échantillon KPL170 B)

Air	PVF_2 ($KPL170^B$)	Eau



$k_{33} = 12,3\ \%$

(échantillon KPL 131)

Air	PVF_2 (KPL131)	Eau

AMPLITUDE DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE
EN FONCTION DU COEFFICIENT K_{33}

fig. III. 41.

A.2. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.

La réponse impulsionnelle d'une sonde ultrasonore peut être obtenue de deux manières différentes :

- réponse impulsionnelle en réception S (t),
- réponse impulsionnelle en émission-réception $\overline{S}$ (t), soit l'autoconvolution de sa propre réponse impulsionnelle.

Dans le premier cas, la sonde plane (R) à caractériser est placée dans le champ proche d'une sonde plane émettrice (E) selon le schéma de la Fig.III.42. La réponse propre de la sonde (R) est obtenue par déconvolution de la réponse propre de la sonde (E). L'opération de déconvolution peut être évitée si la sonde émettrice (E) a une très large bande, c'est à dire sa réponse impulsionnelle est infiniment courte. La réponse impulsionnelle en réception est alors considérée comme la quasi réponse impulsionnelle propre à la sonde.

La quasi réponse impulsionnelle propre à une sonde en PVF_2 dont le diamètre utile Ø est égal à 12mm, de fréquence centrale f_r voisine de 5MHz et de charge acoustique arrière constituée de l'air, a été obtenue de cette manière. La sonde émettrice (E) a une bande passante relative voisine de 100% autour de 4,5MHz. La comparaison entre les quasi-réponses impulsionnelles théorique et expérimentale est présentée dans la Fig.III.43.

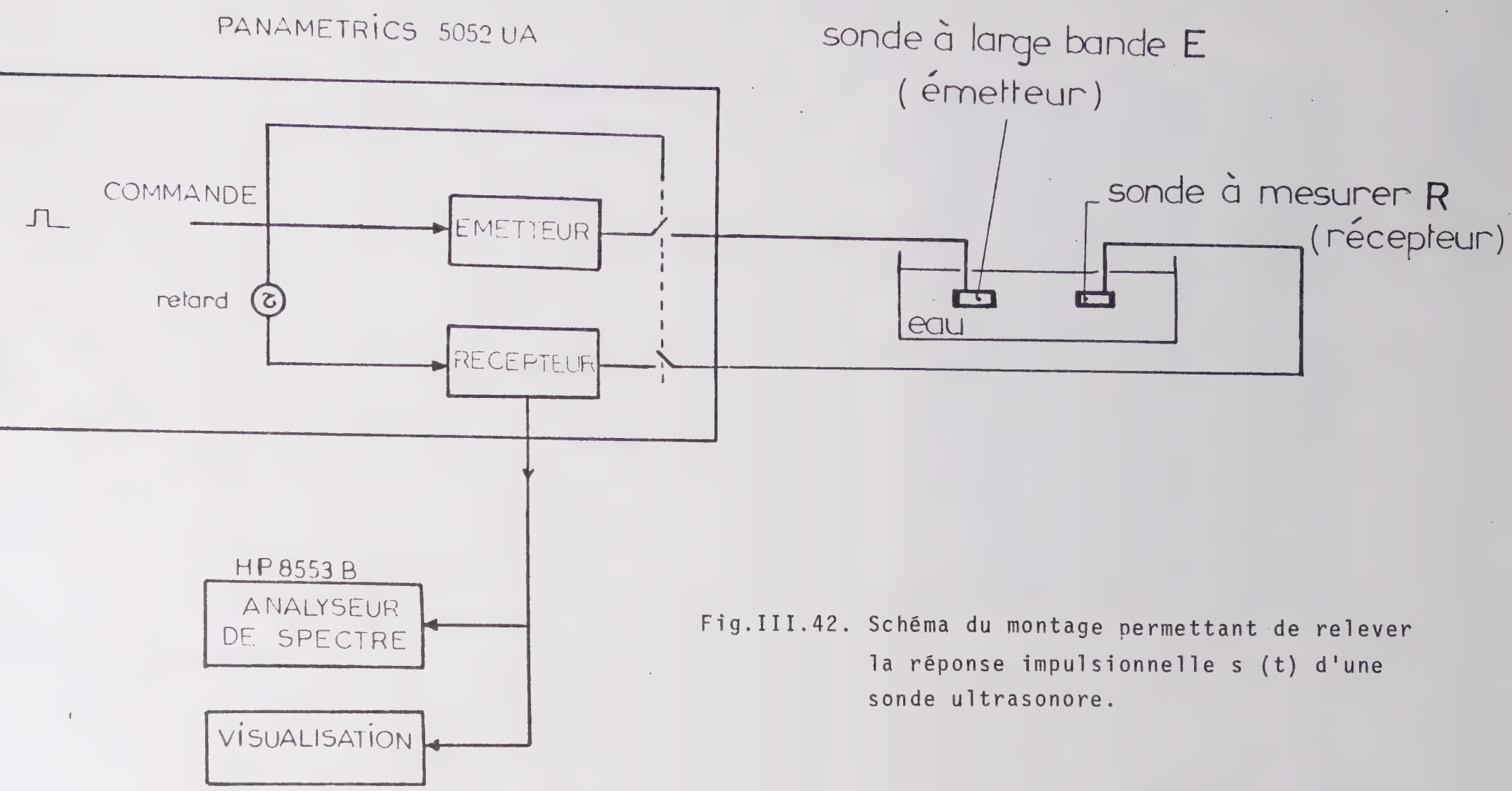
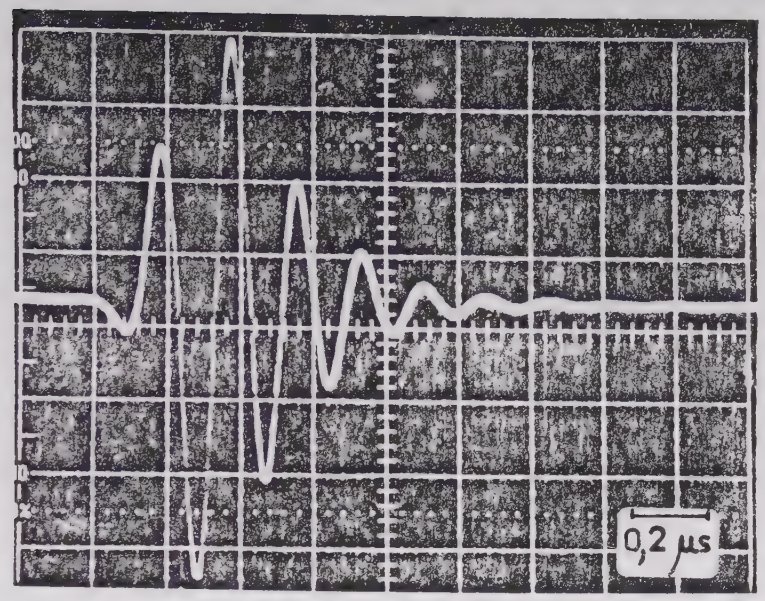
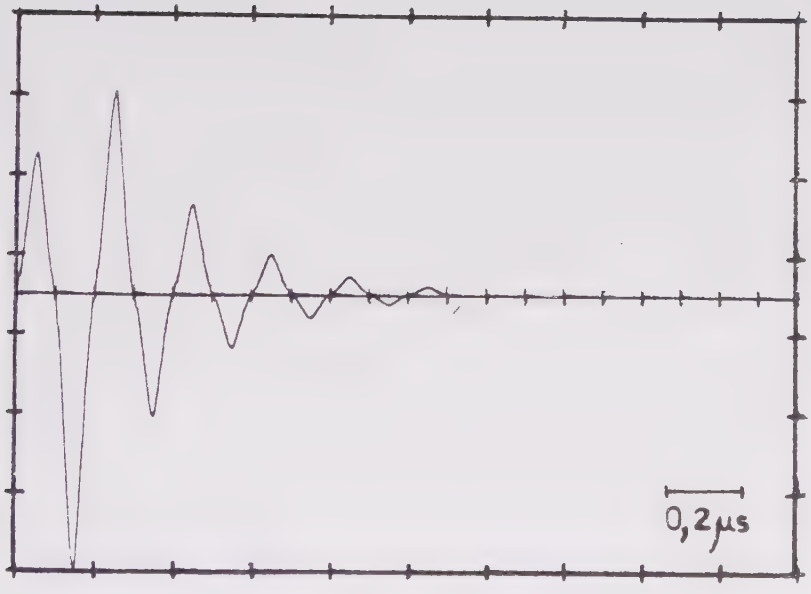


Fig.III.42. Schéma du montage permettant de relever la réponse impulsionnelle s (t) d'une sonde ultrasonore.

REPONSES IMPULSIONNELLES



expérimentale



théorique

$f_r = 8,6$ MHz

eau

air

PVF_2 (kpl170^b)

fig.III.43.

Il est utile d'observer la réponse impulsionnelle en émission-réception d'une sonde, car elle correspond à l'utilisation réelle en échographie ultrasonore. Dans ce deuxième cas, un miroir acoustique plan parfaitement réfléchissant est placé dans le champ proche du transducteur plan en examen selon le schéma de la Fig.III.44. La réponse $\overline{S}(t)$ obtenue sera l'autoconvolution de la réponse impulsionnelle du transducteur proprement dit. Dans le cas d'un transducteur focalisant, le miroir acoustique sera placé au foyer acoustique de ce dernier.

De nombreuses réponses $\overline{S}(t)$ ont été observées pour un type de PVF_2 (échantillon KPL 176 A1) monté suivant différentes configurations de charges arrières :

(a) charge constituée de l'air.

(b) charge constituée de Méthacrylate de Méthyle PMMA ou Plexiglass.

(c) charge ramenée constituée de 350µm d'épaisseur d'inox collé sur le PMMA.

Les deux premières charges acoustiques conduisent à une vibration en mode demi onde du PVF_2, la troisième charge conduit à une vibration en mode quart d'onde. Les résultats des mesures sont présentés dans la Fig.III.45.

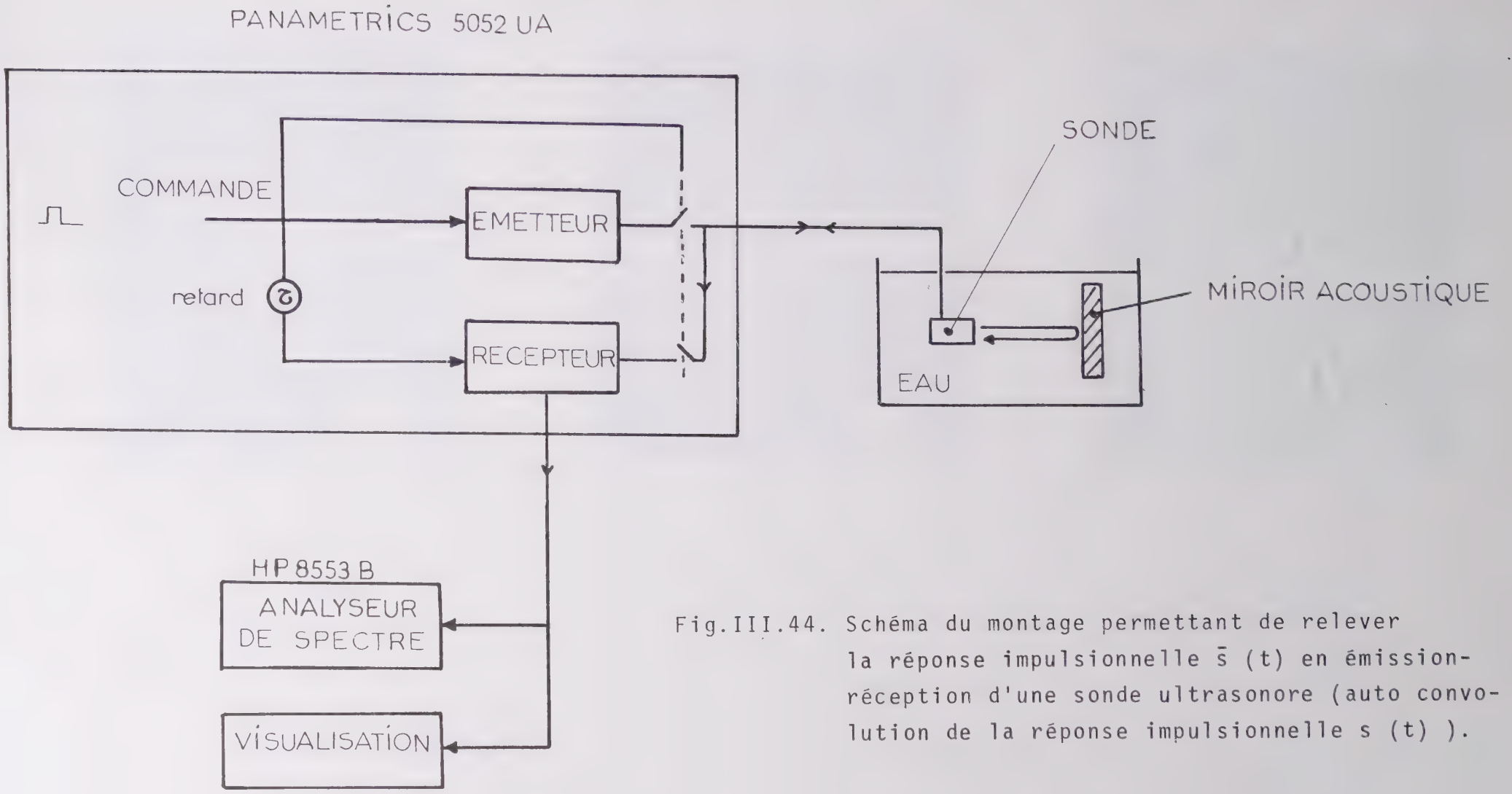
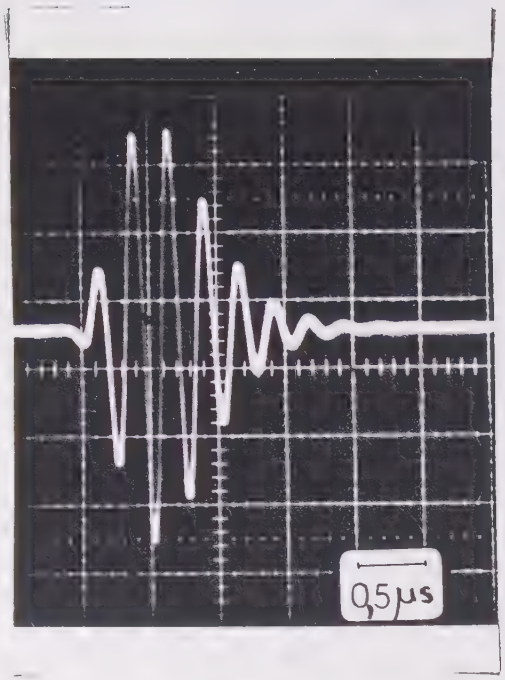
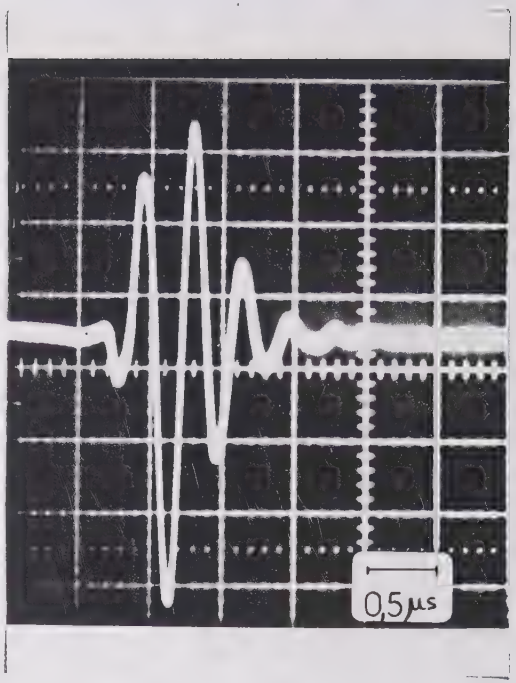
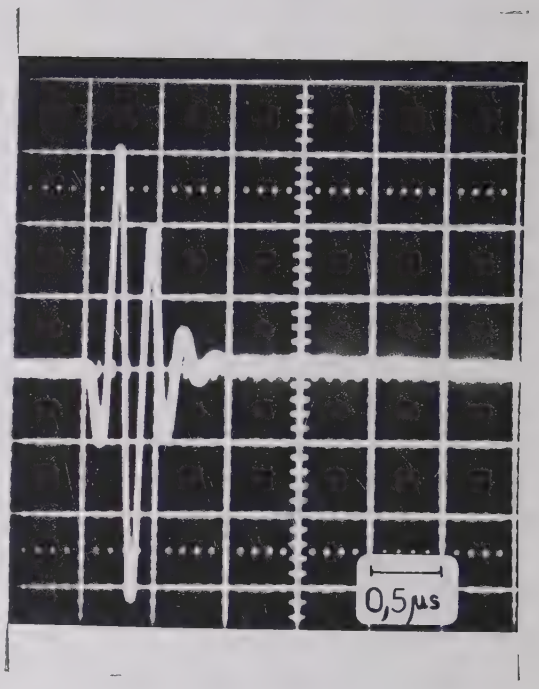
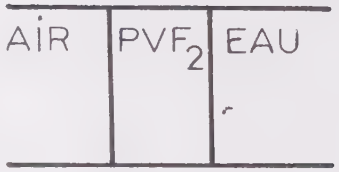


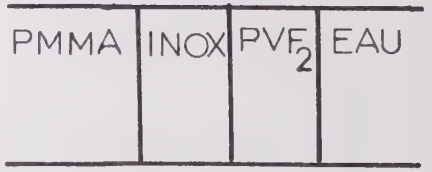
Fig.III.44. Schéma du montage permettant de relever la réponse impulsionnelle $\bar{s}$ (t) en émission-réception d'une sonde ultrasonore (auto convolution de la réponse impulsionnelle s (t)).

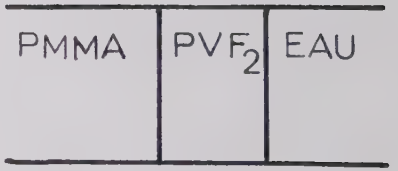












ⓐ $f_r = 3{,}8\,MHz$ $\tau_{20dB} = 1{,}8\,\mu s$

ⓑ $f_r = 3\,MHz$ $\tau_{20dB} = 1{,}3\,\mu s$

ⓒ $f_r = 4\,MHz$ $\tau_{20dB} = 0{,}8\,\mu s$

$Z(PVF_2) = 3{,}8.10^6$ $Kgm^{-2}s^{-1}$ (KPL176a)
$Z(AIR) = 428$ -
$Z(EAU) = 1{,}5.10^6$ -
$Z(PMMA) = 3{,}2.10^6$ -
$Z(INOX) = 46.10^6$ -

fig. III.45. réponses impulsionnelles selon les conditions de charge acoustique arrière

Selon la définition de la résolution en profondeur au chapitre III.1.3.a.1., les résolutions respectives des sondes a, b et c de la Fig.III.45. sont 1,3m (ou 3,5 longueurs d'onde); 1mm (ou 2 longueurs d'onde); 0,6mm (ou 1,6 longueurs d'onde).

La résolution en profondeur d'une telle sonde amortie par un milieu de charge arrière d'impédance acoustique proche de celle du PVF_2 (b), est deux fois meilleure que celle donnée par une charge constituée de l'air (a).

Plusieurs réponses impulsionnelles $\overline{S}$ (t) ont été observées pour divers types de PVF_2 montés selon la configuration du type 3 dont la charge acoustique est constituée de l'air. Ces réponses $\overline{S}$ (t) ont été examinées à des fréquences centrales différentes. En résonance mode épaisseur, la durée de la réponse $\overline{S}$ (t) est d'autant plus courte que l'épaisseur est plus faible. Dans la gamme de fréquence 5MHz à 8,6MHz, une telle configuration de charge (type 3) donne des durées de réponse comprises entre 0,8µs et 1,2µs. En terme de résolution en profondeur, elles sont voisines de 3 λ , λ étant la longueur d'onde dans l'eau. Les résultats expérimentaux sont regroupés dans le tableau III.11.

PVF_2			Réponse impulsionnelle $\overline{S}$ (t) (autoconvolution de S (t))			Résolution en profondeur
Désignation	Epaisseur (µm)	Fréquence de résonance dans l'eau f_r(MHz)	Temps de montée t_r (µs)	Durée à -3dB τ_{-3dB} (µs)	Durée à -20dB τ_{-20dB} (µs)	(m/m)
KPL176B	210	5	0,5	0,8	1,2	0,9 ou 3λ
SPL 40	192	5	0,5	0,8	1,2	0,9 ou 3λ
SPL10-12A	192	5,4	0,4	0,7	1	0,75 ou 2,7λ
SPL10-14B	183	5,6	0,4	0,7	1	0,75 ou 2,7λ
PL29	160	6,7	0,3	0,5	0,9	0,7 ou 3 λ
KPL170B	120	8,6	0,2	0,4	0,8	0,6 ou 3,5λ

TABLEAU III.11.

Configuration : AIR/PVF_2/EAU

III-1.3.B. INFLUENCE DE L'ADAPTATION ACOUSTIQUE.

La bande passante d'un transducteur a été élargie à l'aide d'une adaptation acoustique à la face avant. Par conséquent, la réponse temporelle à une excitation impulsionnelle doit être plus courte que la réponse obtenue dans le cas sans adaptation mécanique.

La réponse impulsionnelle a été observée expérimentalement pour la configuration sans lame quart d'onde (type 3) et pour la configuration avec lame quart d'onde (type 4), le PVF_2 étant chargé à l'arrière par l'air. Elle est plus courte dans la configuration de type 4. En terme de résolution en profondeur, une amélioration de l'ordre de la longueur d'onde a été apportée par la configuration de type 4.

Deux échantillons de PVF_2 d'épaisseur différente ont été utilisés pour ces observations. Les fréquences de fonctionnement sont respectivement égales à 5MHz (échantillon KPL176B) et à 8,6MHz (échantillon KPL170B). Les résultats expérimentaux sont regroupés dans le tableau III.12.

Actuellement, la résolution en profondeur d'une sonde en PVF_2 montée selon la configuration du type 4, est voisine de 2,5 longueurs d'onde.

Echantillon PVF_2	Fréquence centrale f_r(MHz)	Configuration							
		sans lame quart d'onde (Air/PVF_2/Eau)				avec lame quart d'onde (Air/PVF_2/PSB /Eau)			
		t_r (µs)	τ_{-3dB} (µs)	τ_{-20dB} (µs)	Résolution en profondeur	t_r (µs)	τ_{-3dB} (µs)	τ_{-20dB} (µs)	Résolution en profondeur
KPL176B	5	0,5	0,8	1,2	0,9 mm ou 3λ	0,4	0,6	1	0,75 mm ou 2,5λ
KPL170B	8,6	0,2	0,4	0,8	0,6 mm ou 3,4λ	0,2	0,3	0,6	0,45 mm ou 2,6λ

Tableau III.12. Influence du couplage acoustique à la face avant d'un transducteur en PVF_2 sur la réponse impulsionnelle $\underline{S}(t)$ (valeurs expérimentales)

III-1.3.c. COMPARAISON DES RÉPONSES IMPULSIONNELLES DES SONDES EN PVF_2 ET EN CÉRAMIQUE PIÉZO-ÉLECTRIQUE.

Les réponses impulsionnelles des sondes en PVF_2 sont très pures, sans oscillations de trainage contrairement à celles données par les sondes en céramique tel le Titanate Zirconate de Plomb (PZT) (34). Ces oscillations de trainage derrière l'écho principal sont montrées dans le graphique de la Fig.III.46. qui représente la réponse impulsionnelle expérimentale d'une sonde en céramique adaptée mécaniquement à la face avant par une double lame quart d'onde et chargée à l'arrière par un milieu absorbant (27).

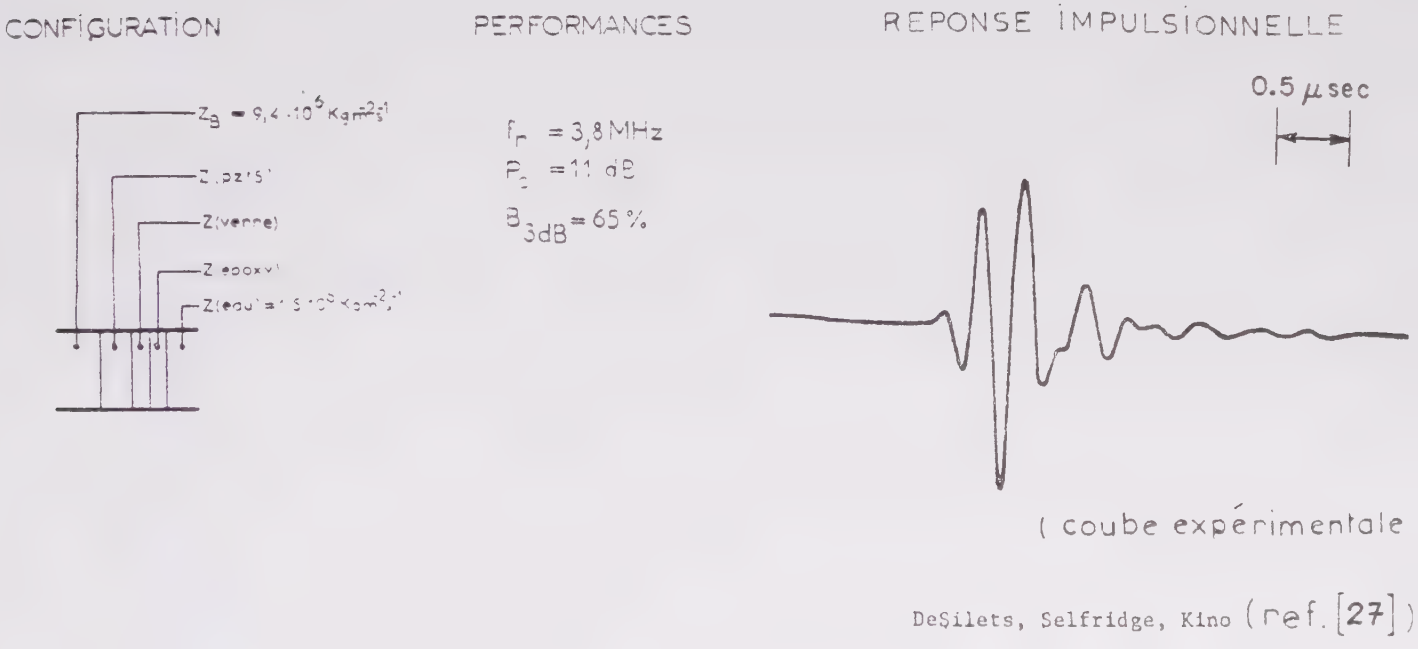


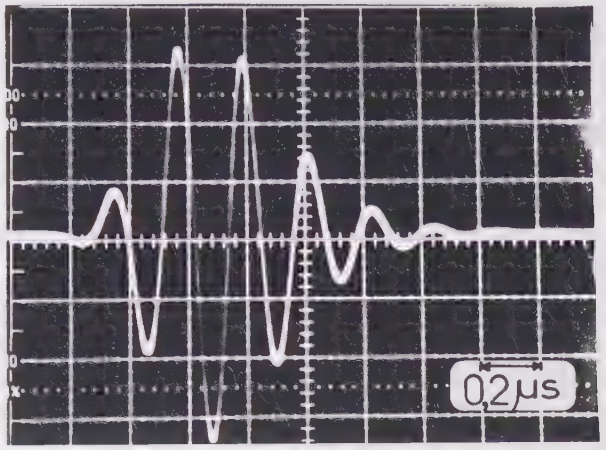
Fig.III.46.Oscillations de trainage dans la réponse impulsionnelle d'une sonde en céramique piézoélectrique.

En terme de résolution en profondeur, les sondes en PVF_2 ont une meilleure résolution que les sondes en céramique de même ouverture. Cet avantage est dû principalement à la pureté du mode de vibration du PVF_2. Par conséquent la bande passante des sondes en PVF_2 est beaucoup plus régulière que celle donnée par des sondes en céramique.

La réponse impulsionnelle $\bar{s}(t)$ d'une sonde plane en PVF_2 montée selon la configuration optimale a été comparée à celle donnée par une sonde en céramique de même ouverture (32λ). La sonde en PVF_2 est adaptée mécaniquement à l'eau par l'intermédiaire d'une lame quart d'onde. La sonde en céramique est aussi adaptée à l'eau à l'aide d'une double lame quart d'onde. Ces sondes ont toutes deux été chargées à l'arrière par l'air. Les deux réponses $\bar{s}(t)$ sont présentées dans la Fig.III.47., ainsi que les schémas de montage des sondes. Le tableau III.13. résume les caractéristiques de ces réponses $\bar{s}(t)$. La résolution en profondeur de la sonde en PVF_2 **est** voisine de deux longueurs d'onde, mais celle de la sonde en céramique est près de trois longueurs d'onde.

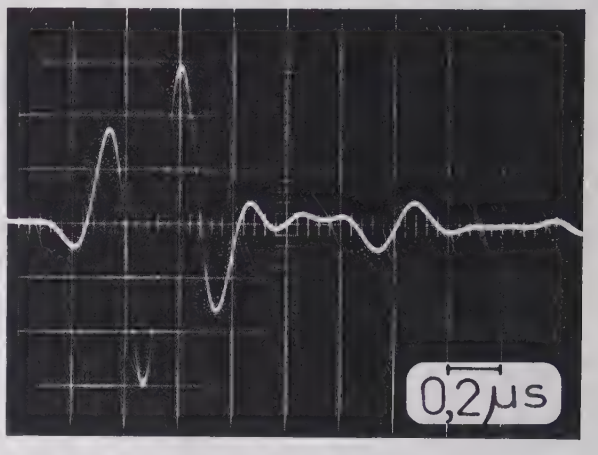
Pour illustrer la résolution en profondeur de la sonde en PVF_2, la réponse impulsionnelle à une double cible a été observée. La double cible est constituée de deux fils en platine de diamètre 0,2mm, inférieur à la longueur d'onde dans l'eau à la fréquence de 4MHz. La distinction des deux échos est encore nette pour une distance de séparation des cibles voisine de 1mm (ou 2,6 longueur d'onde) (voir Fig.III.48.).

COMPARAISON DES REPONSES IMPULSIONNELLES



SONDE EN PVF_2

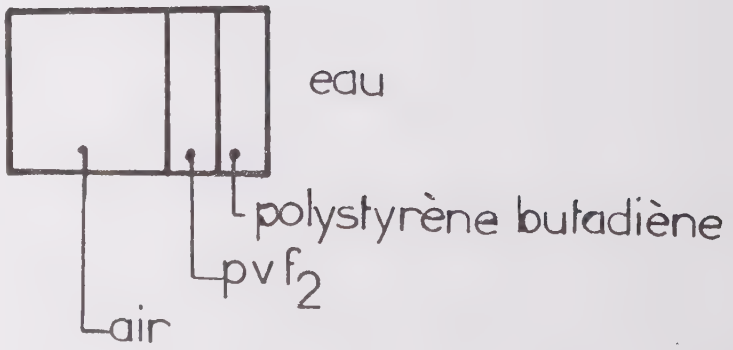
$f_c = 4$ MHz



SONDE EN CERAMIQUE

(document du LEP

$f_c = 4$ MHz



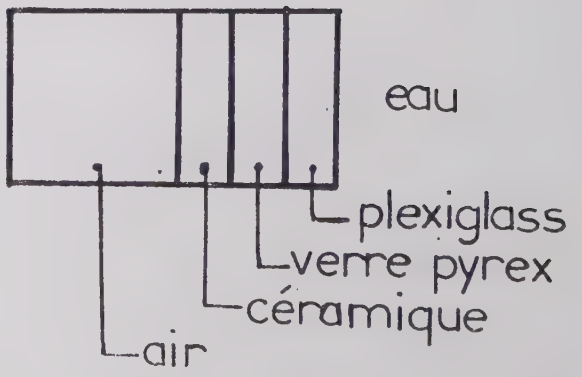
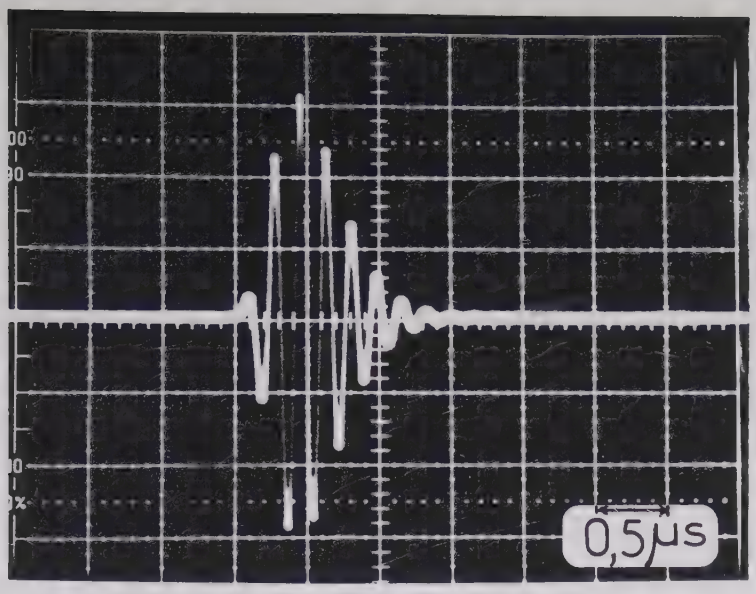
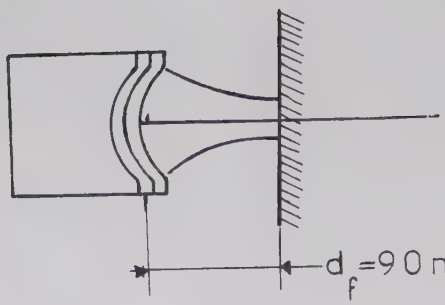


fig. III. 47.

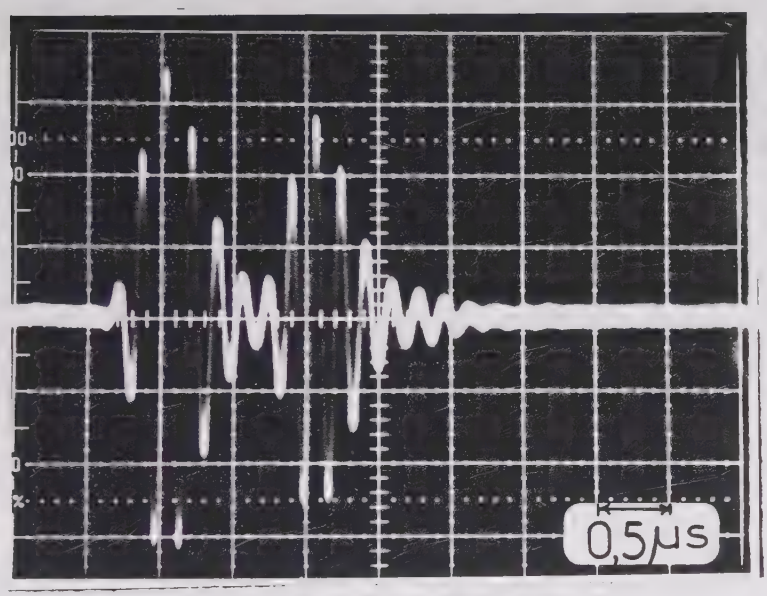
Configuration					Fréquence centrale f_r (MHz)	Temps de montée t_r (µs)	Durée à -3dB τ_{-3dB}(µs)	Durée à-20dB τ_{-20dB}(µs)	Résolution en profondeur
Air	PVF_2	lame quart d'onde SB		eau	4	0,4	0,6	1	0,75mm ou 2λ
Epoxy	PZT5	Pyrex	Plexi	Eau	4	0,5	0,7	1,44	1,1mm ou 3λ

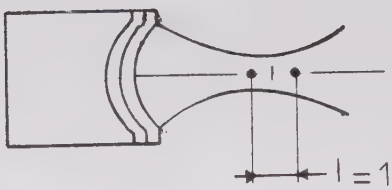
Tableau III.13. Comparaison des réponses impulsionnelles expérimentales des sondes en PVF_2 et en céramique piézoélectrique en configurations optimales.



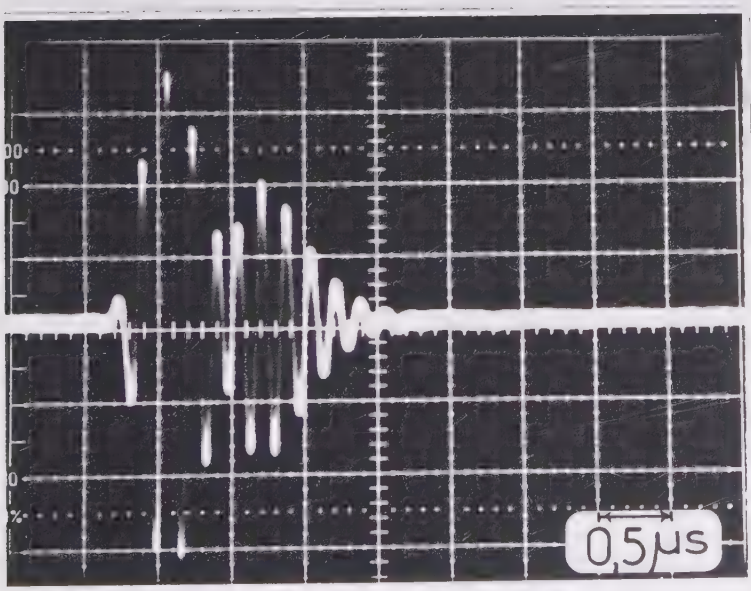


reflecteur plan





cible double
(fil en platine Ø 0,2mm



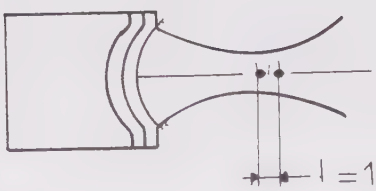


Fig. III.48. Illustration du pouvoir de résolution en profondeur d'une sonde en PVF_2 (f_r = 4 MHz)

III- 2. TRANSDUCTEURS D'IMAGERIE MÉDICALE EN PVF_2

L'image d'échographie en coupe (tomoéchographie) peut être obtenue au moyen d'un transducteur ultrasonore mono-élément (échographe manuel) à raison de l'ordre d'une image par seconde ou d'un réseau de transducteurs (échographe à balayage) à raison de l'ordre de dix images par seconde.

En échographie manuelle, l'image d'un plan de coupe est formée ligne par ligne suivant la direction du déplacement de la sonde. Après avoir illuminé l'organe biologique à observer, la formation de chaque ligne est obtenue par mémorisation des échos successifs dûs au discontinuité des impédances acoustiques des tissus biologiques.

Les tissus biologiques sont considérés comme les milieux inhomogènes que nombreux auteurs ont recherchés leurs modélisations. A titre d'exemple, la classification des tissus en fonction du contraste des images acoustiques a été faite par Kossoff et al (35), la caractérisation des tissus à l'aide du modèle des couches inhomogènes a été faite par Dameron (36). Aucun modèle a été mis en accord avec la réalité à cause de la très grande complexité du problème.

Pour l'imagerie dans ces milieux, nous pouvons dire simplement que la propagation des ondes ultrasonores présente des pertes, fonction approximativement linéaire de la fréquence. Alors la fréquence centrale d'un transducteur d'imagerie ultrasonore sera choisie en fonction de la profondeur d'exploration.

D'autre part, ces pertes de propagation seront accompagnées par d'autres mécanismes de pertes dûs à la diffraction des structures biologiques. La définition latérale des images est alors limitée par ces pertes de diffraction. Pour y remédier, différentes techniques de focalisation ont été réalisées pour confiner la faisceau ultrasonore à l'émission et à la réception.

La focalisation d'un faisceau ultrasonore peut être obtenue en utilisant des formes géométriques appropriées de transducteur ou des circuits électroniques pour des réseaux de transducteurs.

Dans le cas des mono-sondes traitées dans ce chapitre, la focalisation a été obtenue par concavité de la surface émettrice ou au moyen d'une lentille acoustique. Dans le premier cas, par égalité de trajet, toutes les puissances ultrasonores issues des points sources de Huyghens situés sur la surface émettrice concave, convergent dans une zone,dite zone focale de la sonde. Dans le deuxième cas, les rayons ultrasonores hors d'axe de la lentille seront retardés proportionnellement à la distance par rapport à l'axe, de façon que tous les rayons issus de la surface de la lentille arrivent en même temps dans la zone focale. De la même manière, les lois de retard peuvent être volontairement appliquées aux éléments d'un réseau de transducteurs pour obtenir différents modes de focalisation.

Pour chaque zone d'observation dans le corps humain, le critère d'absorption ultrasonore impose une fréquence de fonctionnement. La taille de la sonde est fixée de façon à obtenir le maximum d'intensité d'écho sur une large profondeur de champ. Dans la suite, nous allons faire une analyse complète sur ce sujet.

Différents types des sondes focalisantes ont été réalisées selon les géométries de focalisation imposées.

Les caractérisations en performance intrinsèque(pertes de conversion électromécanique, bande passante, réponse impulsionnelle, rapport signal sur bruit) et en géométrie de focalisation (répartition axiale et radiale du champ de pression acoustique) ont été effectuées au cours de cette étude.

Les sondes optimisées sont essayées sur un échographe manuel (*) . Les images des fantômes simulant les milieux biologiques ainsi que l'image des organes dans le corps humain à une profondeur de 10 à 20 centimètres (foie) ont été obtenues et comparées à celles obtenues avec les sondes conventionnelles en céramique piézoélectrique.

* L'appareil échographique SONIA de CGR Ultrasonic.

III - 2.1. PROCÉDÉS DE FOCALISATION.

Pour réaliser les sondes focalisantes conventionnelles en céramique piézoélectrique, on utilise souvent des lentilles acoustiques. L'utilisation d'une céramique à surface concave pour focaliser le faisceau ultrasonore peut être aussi envisagée, mais la réalisation est onéreuse. Cependant, il est facile de mettre en forme le PVF_2 car il est thermoformable. En général, les formes sphériques concaves ou convexes sont obtenues par formage des films de PVF_2 au cours de la phase de polarisation. Pour des surfaces concaves à grand rayon de courbure comme dans le cas des sondes d'imagerie médicale, nous mettons à profit la flexibilité du film de PVF_2.

III-2.1.A. FOCALISATION PAR GÉOMÉTRIE CONCAVE.

A.1. SURFACE PIÉZOÉLECTRIQUE CONCAVE :

Les transducteurs en PVF_2 à surface concave ont été réalisés selon la configuration de la Fig.III.49.

Le film de PVF_2 est métallisé par évaporation sous vide en une couche d'aluminium d'épaisseur 1500 Å sur ses deux faces. La température à la surface du PVF_2 a été mesurée durant le dépôt, elle s'élève à 23°C à la fin de l'opération.

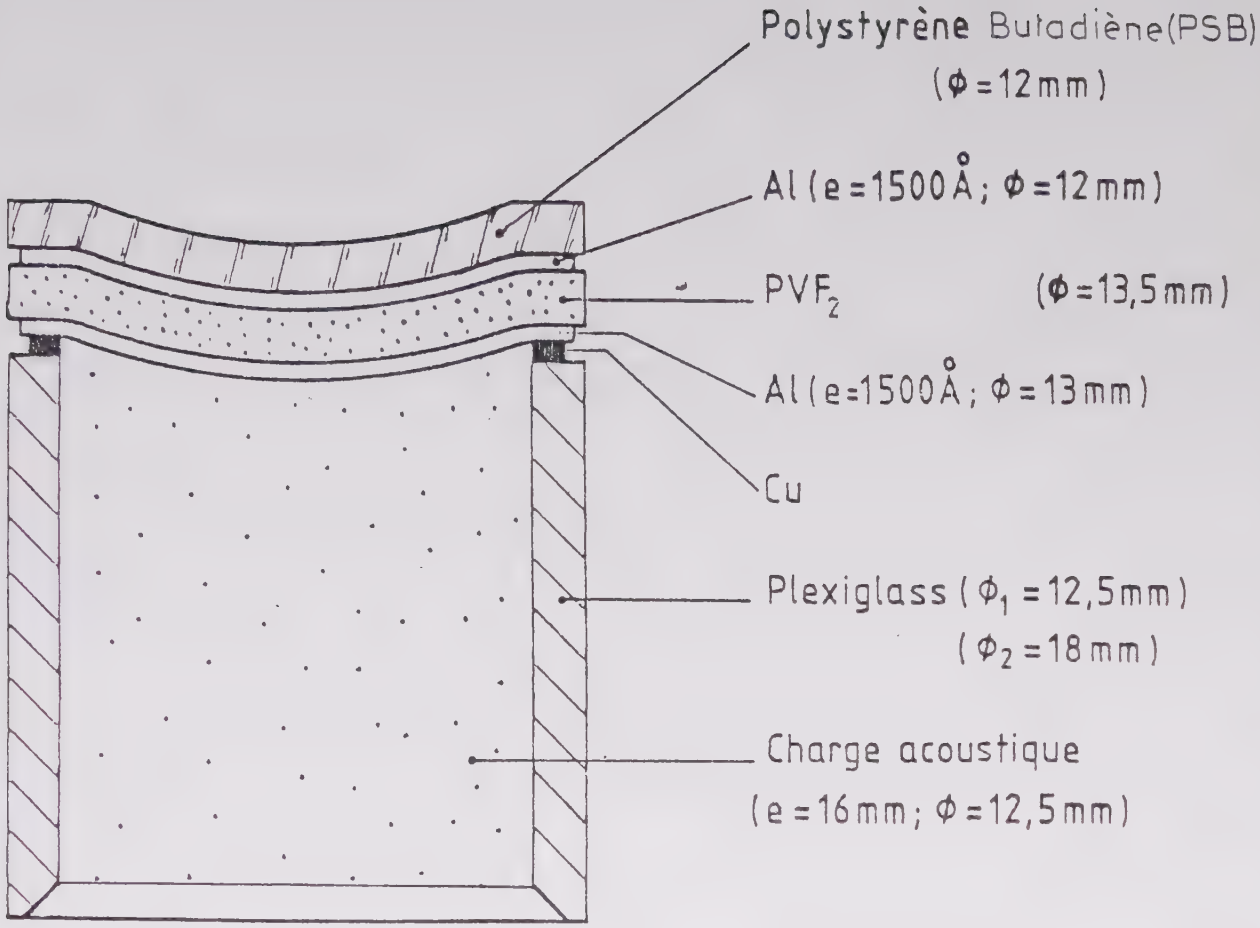


Fig.III.49. Configuration de transducteur focalisant en PVF_2 à surface piézoélectrique concave.

Pour éviter toutes pertes d'énergie supplémentaires, le diamètre utile de la sonde a été considéré égal à celui des électrodes d'aluminium. La face avant de la sonde est couplée au milieu biologique à l'aide d'une lame quart d'onde en Polystyrène Butadiène dont les propriétés mécaniques et électriques ont été présentées précédemment (voir § III.1.2.b.1.) Cette lame quart d'onde joue également le rôle d'écran protecteur contre la corosion de la couche d'aluminium.

La lame quart d'onde en Polystyrène Butadiène est thermoformée pendant une heure à 70°C, en une forme de calotte sphérique. La calotte en polystyrène est collée sous pression sur le film de PVF_2 à l'aide de résine d'époxy. Une légère pression sera maintenue pendant toute la durée du collage à l'aide de deux matrices à surface concave et convexe (voir Fig.III.50.).

La charge acoustique constituée par un milieu poreux comme le Polyuréthane réticulé préformé sera mise en place en dernier lieu.

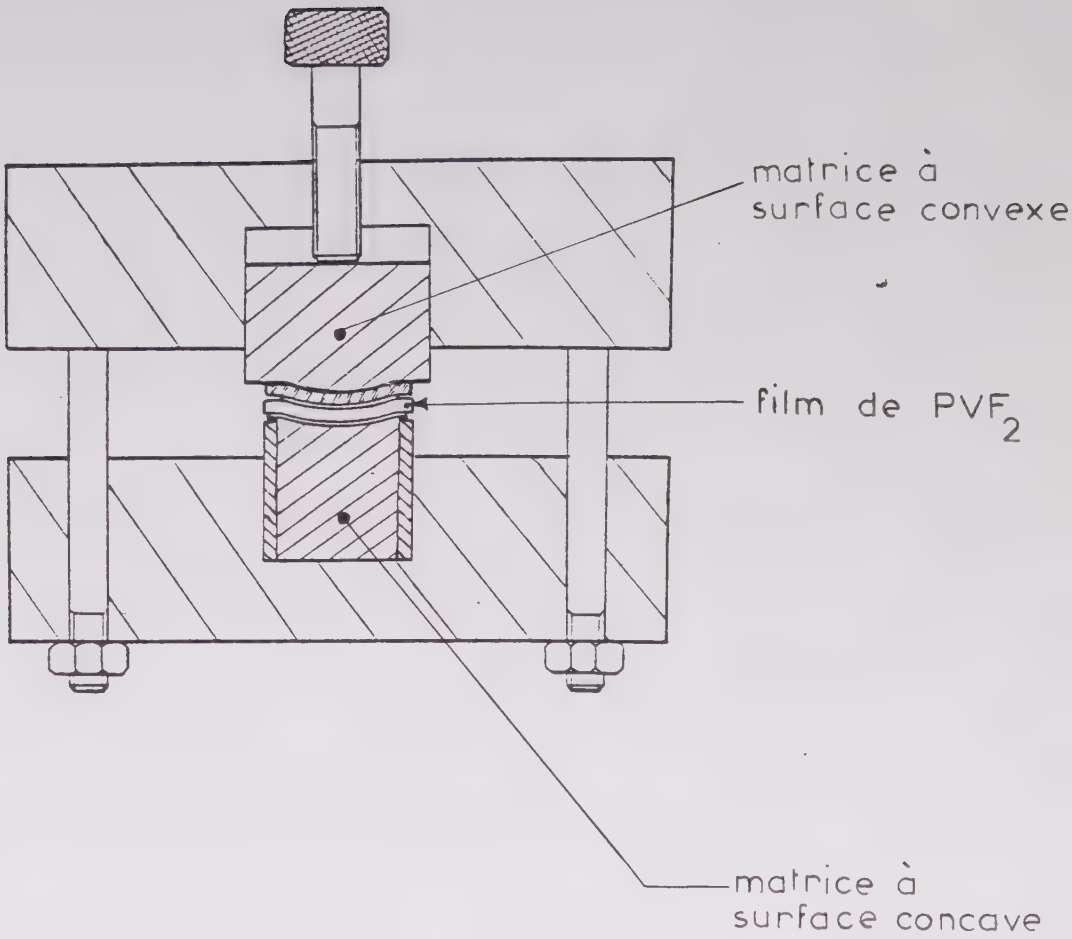


Fig.III.50.Schéma du montage permettant la fixation du film de PVF_2 et sa lame en PSB préformée sur leur support rigide.

Le procédé de focalisation par concavité d'un film flexible est parfaitement fiable et reproductible. Le montage en lui même est solide par blocage au contour. La rigidité du montage est renforcée par l'appui de la charge acoustique Polyuréthane semi-rigide sur la membrane PVF_2 + PSB.

Afin d'enrichir les possibilités d'utilisation d'un film PVF_2 en transducteur échographique, nous faisons appel au procédé de focalisation par lentilles acoustiques disposées directement ou par l'intermédiaire d'une lame quart d'onde à la face avant. L'utilisation des lentilles acoustiques pour focaliser un faisceau ultrasonore demande la connaissance exacte de la vitesse de propagation et de l'atténuation ultrasonore dans ces dernières. La théorie simplifiée des lentilles minces montre que pour une vitesse de propagation dans la lentille supérieure à celle dans l'eau (V = 1500m/s), la surface de celle-ci est concave; elle est convexe dans le cas contraire.

A.2. LENTILLES À SURFACE CONCAVE :

Dans le premier cas, en raison de simplicité du montage, la lentille à surface concave sera fabriquée à partir du Polystyrène Butadiène PSB (V_L = 2120 m/s) pour remplir une double fonction : lame quart d'onde d'adaptation d'impédance et lentille acoustique. Le choix de ce matériau est justifié, d'une part par son impédance acoustique convenable pour assumer le rôle d'adaptateur d'impédance entre le PVF_2 et l'eau; d'autre part, en qualité de polymère, ce matériau est thermoformable (température de transition à 90°C) et usinable (module d'Young élevé).

Les lentilles acoustiques en Polystyrène Butadiène peuvent être réalisées par thermoformage ou par usinage.

La configuration des transducteurs en PVF_2 munis de lentilles concave en PSB est illustrée par le schéma de la Fig.III.51.

Le coefficient d'atténuation d'onde de volume dans le PSB a été mesuré expérimentalement dans notre laboratoire (voir Fig.III.36.). L'atténuation dans ce matériau est égale à 3dB/(cm MHz).

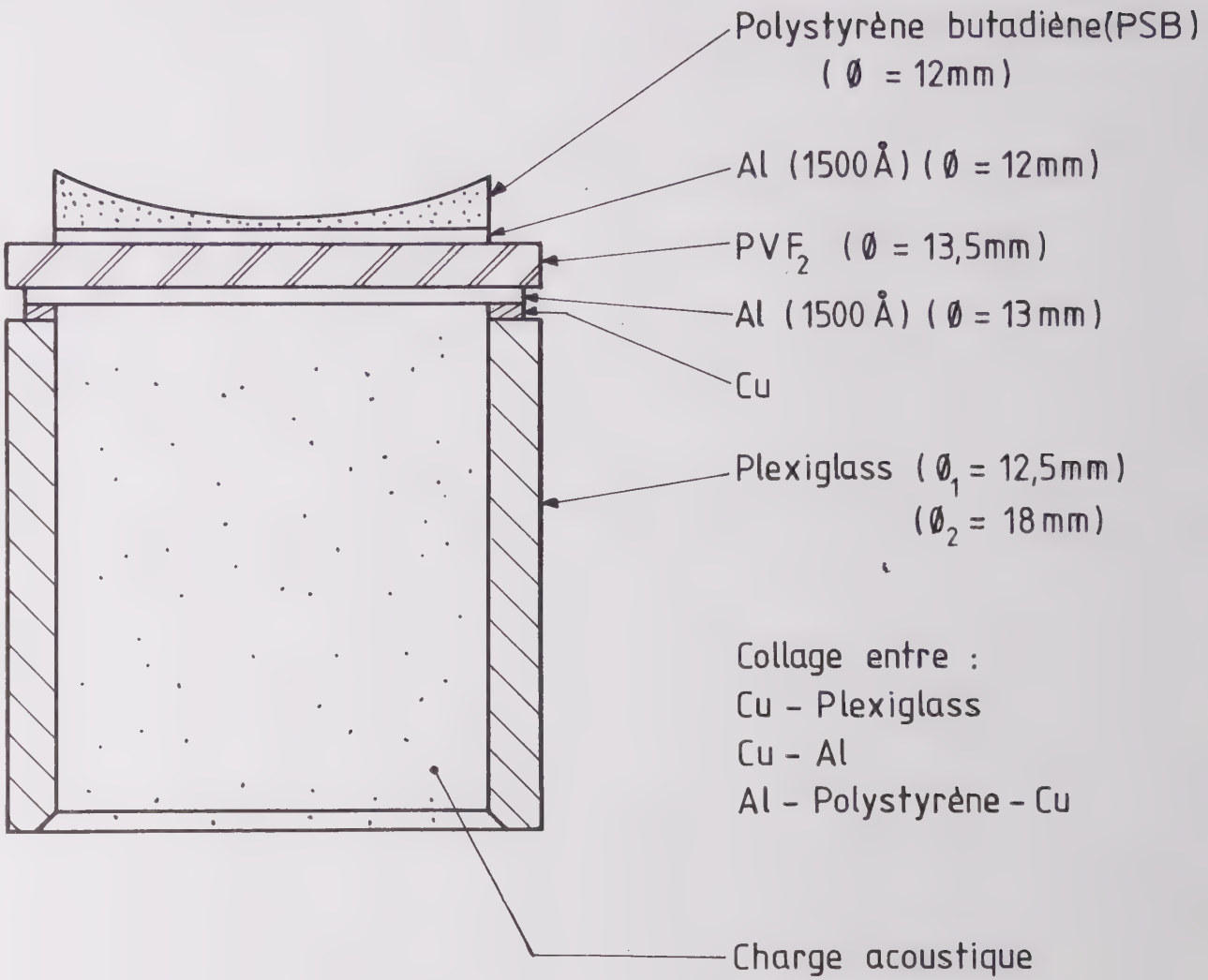


Fig.III.51. Configuration d'un transducteur en PVF_2 muni de lentille acoustique en PSB.

III-2.1.B. FOCALISATION PAR GÉOMÉTRIE CONVEXE : LENTILLES À SURFACE CONVEXE.

Lorsque la vitesse du son dans les lentilles acoustiques est inférieure à celle de l'eau, la surface de ces derniers doit être convexe. La configuration des transducteurs en PVF_2 munis de lentille convexe est illustrée par le schéma de la Fig.III.52.

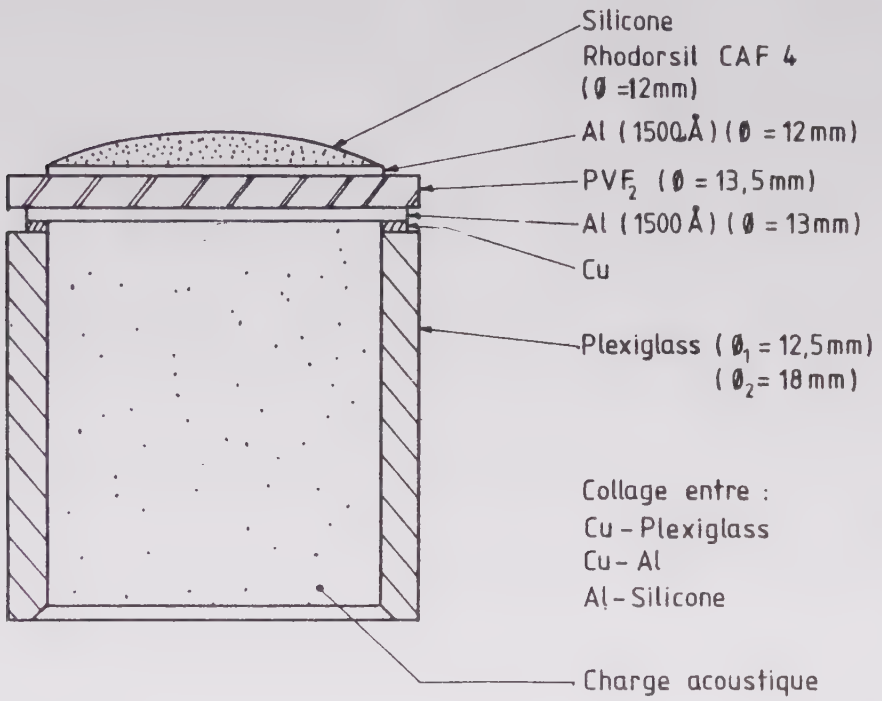


Fig.III.52. Configuration de transducteur en PVF_2 muni de lentille en Silicone.

Les matériaux retenus pour la réalisation de ces lentilles sont les polymères, tel le Silicone, dont la polymérisation se fait à l'air ambiant par la procédure de masse.

Les mesures expérimentales dans le Silicone Rhodorsil de Rhône Poulenc (CAF) donnent une vitesse de propagation des ondes de volume longitudinales voisine de 980m/s, un coefficient d'atténuation d'onde de volume α égal à 2,5dB/cm MHz (voir Fig.III.53.) et une densité volumique égale à 1,2g/cm^3.

Dans la pratique, ces lentilles en silicone CAF ont été obtenues par moulage; la température des moules est portée à 70°C pendant une heure pour accélérer le processus de polymérisation. Le rayon de courbure de la surface convexe est calculé à partir de la théorie simplifiée des lentilles minces.

Une sonde focalisante en PVF_2 a été réalisée avec ce procédé de focalisation par lentille à surface convexe en silicone CAF (voir Fig.III.53.). La fréquence de fonctionnement est égale à 5MHz pour une ouverture de 40 longueurs d'onde. Le rayon de courbure de la surface convexe est égal à 60mm pour focaliser le faisceau ultrasonore théoriquement à 113mm. En réalité, le maximum de la pression acoustique sur l'axe a été obtenue expérimentalement à 70mm, ce phénomène de décalage du foyer acoustique est dû à l'interraction des ondes sphériques issues de chaque point source de la surface de la lentille.

La visualisation de l'image d'un phantôme a été obtenue sur un échographe, ce qui montre une variété possible d'association de lentille acoustique appropriée au transducteur en PVF_2.

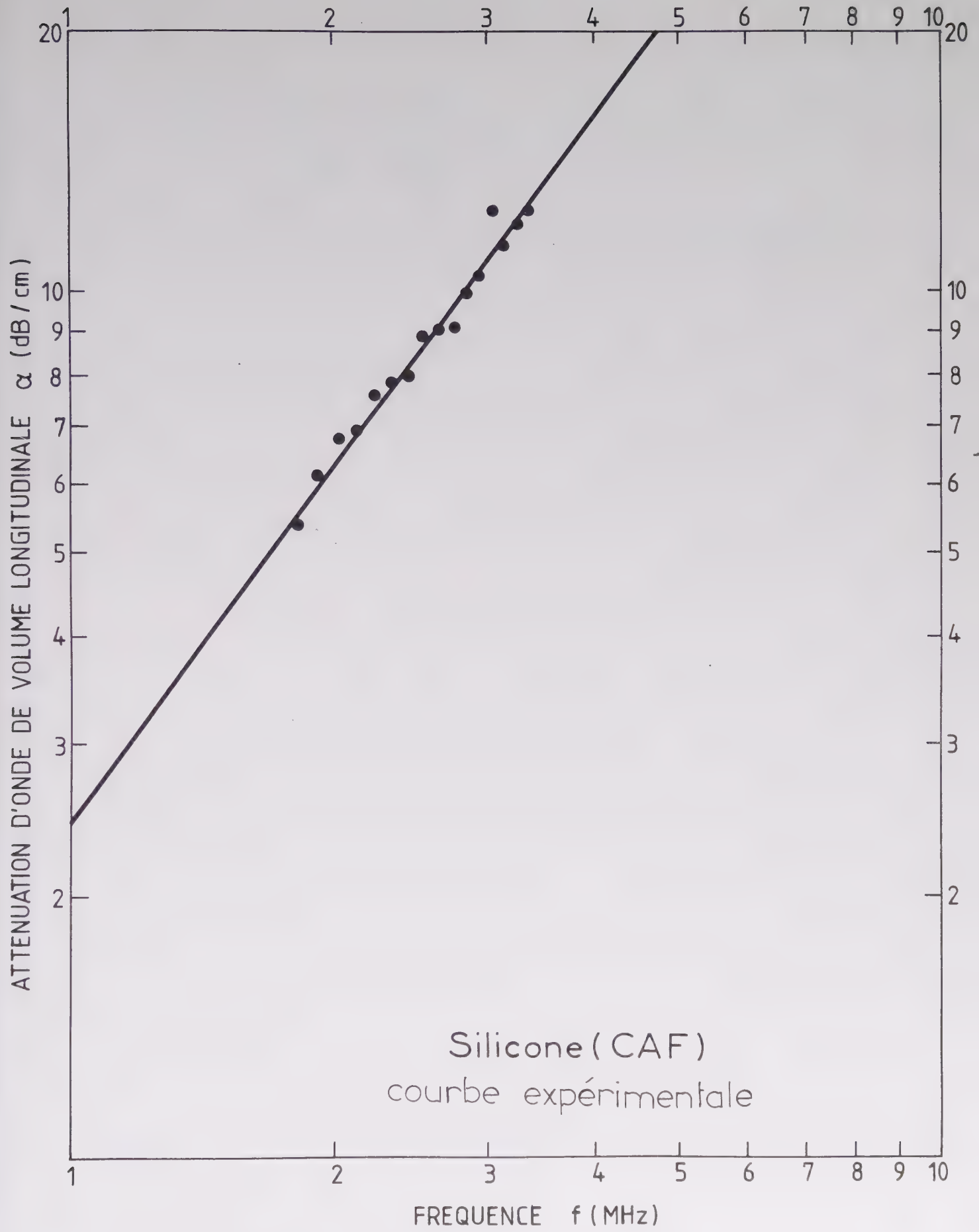


Fig.III.53. Atténuation des ondes de volume longitudinales dans le Silicone CAF (Rhône & Poulenc)(atténuation en f^5)

III-2.2. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DES TRANSDUCTEURS FOCALISANTS.

III-2.2.A. CHAMP DE PRESSION ACOUSTIQUE EN RÉGIME HARMONIQUE .

Connaissant la pression acoustique en un point P, nous pouvons exprimer la pression acoustique en un point M dans l'espace grâce à la formule de Rayleigh Sommerfeld.

En effet, à partir du potentiel des vitesses $\varphi(\vec{M},t)$ la pression acoustique peut s'exprimer par la relation (III.29.)

$$p = -\rho \frac{\partial \varphi}{\partial t} (\vec{M}, t) \qquad \text{(III.29.)}$$

ρ étant la densité volumique du milieu.

En régime harmonique, nous pouvons séparer les variables spatiale et temporelle et la relation (III.29.) devient :

$$p = -j\omega\rho \quad \varphi(\vec{M}) \qquad \text{(III.30.)}$$

D'autre part, le potentiel des vitesses en M est donné par la relation (III.31.)

$$\varphi(\vec{M}) = \frac{1}{2\pi} \int \frac{\partial \varphi(\vec{P})}{\partial n} \cdot G \cdot d\vec{P} \qquad \text{(III.31.)}$$

$$P = \vec{P} = \overrightarrow{OP} \qquad\qquad M = \vec{M} = \overrightarrow{OM}$$

G étant la fonction de Green, elle dépend des conditions d'amortissement du transducteur. Dans le cas, d'un transducteur encastré dans un mur absorbant, ce qui est le cas général, la fonction de Green pour une onde sphérique est donnée par la relation (III.32.)

$$G = \frac{e^{jk.PM}}{PM} \qquad \text{(III.32.)}$$

$\frac{\partial \Psi(P)}{\partial n}$ étant la vitesse normale en P : $\frac{\partial \Psi(P)}{\partial n} = V_z\,(P)$

Le potentiel des vitesses $\Psi(M)$ devient :

$$\Psi(M) = \frac{1}{2\pi} \int V_z \; \frac{e^{jkPM}}{PM} \, dP \qquad \text{(III.33.)}$$

Une surface émettrice est considérée comme un ensemble de points, appelés sources ponctuelles qui émettent des ondelettes sphériques (principe de Huyghens). Alors la pression acoustique en un point P de l'espace est donnée par la somme des pressions acoustiques créées par chaque point source.

La pression acoustique en M s'exprime à partir de (III.30) et (III.31.)

$$p(M) = -j \frac{\rho c}{\lambda} \int V_z \; \frac{e^{jk\,PM}}{PM} \, dP \qquad \text{(III.34.)}$$

Dans toutes les analyses, on considère que la distribution du champ de vitesse normale à la surface émettrice est uniforme. Ce qui n'est pas le cas des surfaces concaves piézoélectriques, dans lesquelles les constantes élastiques et piézoélectriques sur différentes parties dépendent de l'orientation cristallographique du milieu piézoélectrique.

Le calcul de la pression acoustique revient à un calcul d'intégrale sur toute la surface émettrice; d'autres systèmes de coordonnées ont été proposés par plusieurs auteurs (23) (37) , (38).

Notre analyse du champ de pression acoustique rayonné par une surface concave est basée sur l'intégrale de Rayleigh

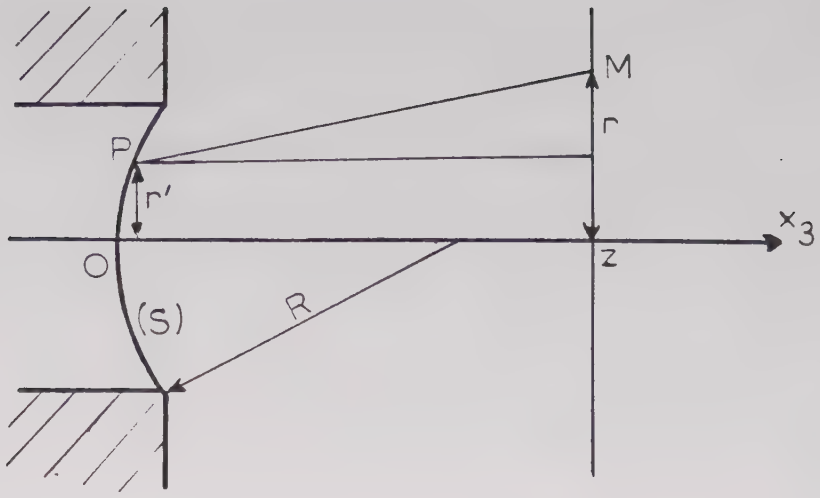
$$p(r,z) = \frac{-j\rho c}{\lambda} \int_S V_z \frac{e^{jk\,PM}}{PM}\, dP$$

S étant la surface émettrice,

V_z étant la distribution des vitesses normales sur S et supposée uniforme.

Cette intégrale est calculée numériquement selon le système de coordonnées illustré par le schéma de la Fig.III.54.

Fig.III.54.



$$| PM | = \left\{ | r-r' |^2 + | z - R + \sqrt{R^2 - r'^2} |^2 \right\}^{1/2}$$

La pression en tout point M du demi espace Z > 0 est la somme des pressions rayonnées par chaque source élémentaire de la surface concave.

L'analyse axiale est devenue unidimensionnelle par symétrie de révolution autour de l'axe O_z, alors l'échantillonnage spatial est limité sur le rayon du disque concave.

L'analyse radiale du champ de pression dans un plan perpendiculaire à l'axe est réduite à l'analyse sur la moitié de la surface concave dûe à la symétrie par rapport à un plan de coupe.

Dans cette analyse, nous supposons que le rayon de courbure R est très grand devant le diamètre Ø du transducteur; dans le cas contraire, une correction de pas d'échantillonnage spatial est nécessaire si le point source P est loin du centre O.

Les grandeurs géométriques d'une sonde focalisante sont :

- la distance focale optique : rayon de courbure R de la surface concave émettrice.
- la distance focale acoustique d_F : distance à laquelle la pression acoustique axiale est maximale.
- la largeur de la tache focale à 3dB : diamètre du faisceau ultrasonore pour lequel la pression acoustique dans un plan focal diminue de 3dB. Cette largeur est donnée par la relation (III.35.)

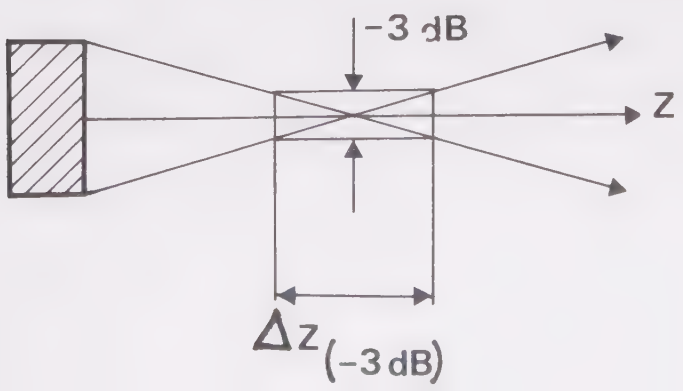
$$\Delta x_{(3dB)} = \lambda \left(\frac{d_F}{\emptyset}\right) \qquad \text{(III.35.)}$$

$\emptyset$ étant le diamètre utile du transducteur.

- la profondeur de champ à 3dB : distance sur laquelle la largeur du faisceau est constante et égale à celle obtenue au foyer acoustique. Cette profondeur est donnée par la relation (III.36.) laquelle a été démontrée par Gleen (39) à partir de la théorie de la diffraction. Le graphique de la Fig.III.55. illustre la définition basée sur l'optique géométrique de cette profondeur.

$$\Delta z_{(3dB)} = 2\lambda \left(\frac{d_F}{\emptyset}\right)^2 \qquad \text{(III.36.)}$$

Fig.III.55.



- DECALAGE DU FOYER ACOUSTIQUE.

L'analyse du champ de pression acoustique créé par une surface émettrice concave montre qu'il existe un décalage entre la distance focale optique R et la distance focale acoustique d_F.

Ce décalage est fonction de l'ouverture numérique α définit par la relation (III.37.)

$$\alpha = \frac{R}{\emptyset} \qquad \text{(III.37.)}$$

$\emptyset$ étant le diamètre utile du transducteur.

Certains auteurs préfèrent une définition plutôt que d'autres. Le décalage entre R et d_F peut être aussi exprimé, soit en fonction du rapport $R/\emptyset$, soit en fonction du rayon de courbure normalisé par rapport à la limite du champ proche $\frac{R}{(\frac{\emptyset^2}{4\lambda})}$ (38), ou encore en fonction du produit kh (k étant le nombre d'onde, h étant la profondeur de concavité) (37).

Plus l'ouverture numérique est petite, plus le décalage entre R et d_F sera important. Ce décalage peut être expliqué par l'effet d'interférence entre les ondelettes issues des points sources de Huyghens de la surface émettrice.

Pour une ouverture numérique donnée, la distance focale acoustique d_F et la profondeur de champ à 3dB peuvent être exprimées en fonction du rayon de courbure R (distance focale optique) à l'aide du calcul numérique.

Le choix du rayon de courbure repose en général sur le critère d'égalité de distance focale d_F et de profondeur de champ Δ_z à 3dB. Trois valeurs de l'ouverture numérique α ont été choisis pour ce calcul : 9,3; 9,4 et 6. La variation de d_F et de Δ_z (3dB) en fonction de R pour chaque ouverture numérique est illustrée par les graphiques de la Fig.III.56. Le tableau III.14. regroupe les caractéristiques théoriques de ces trois sondes.

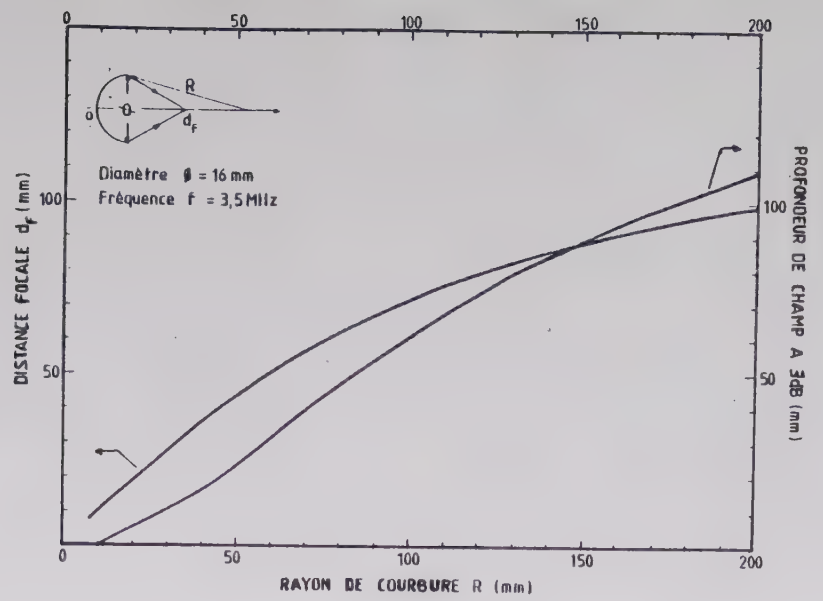
- APODISATION MECANIQUE :

La focalisation obtenue par surface piézoélectrique concave et celle obtenue par lentille à surface concave ont été comparées expérimentalement. La répartition du champ de pression acoustique de deux sondes focalisantes en PVF_2, de même ouverture numérique (α = 9,4), montées selon les configurations illustrées par les figures III.49. et III.51. a été relévée expérimentalement en régime harmonique. Le même matériau PVF_2 a été utilisé dans cette expérience et les deux sondes ont été chargées à l'arrière par la même charge acoustique : air.

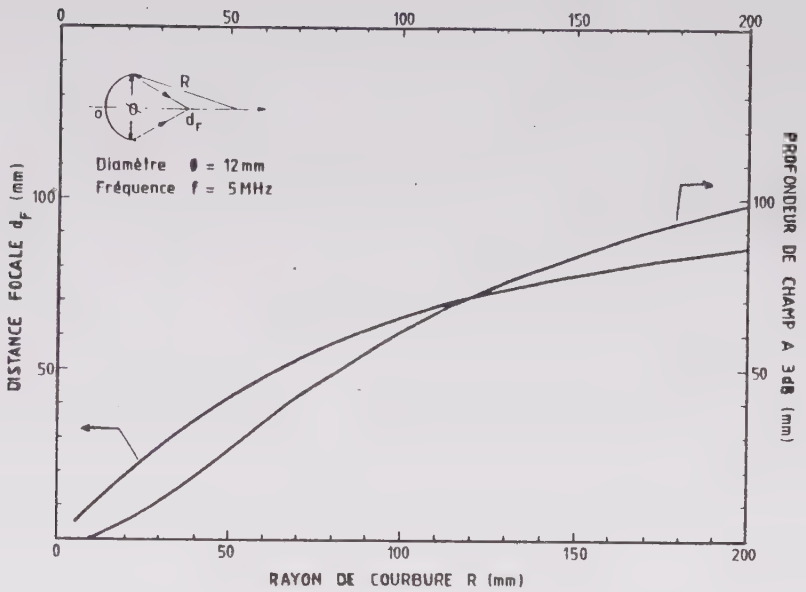
Un hydrophone miniature est déplacé devant ces sondes et la tension électrique receuillie à la sortie de ce dernier est proportionnelle à la pression acoustique. Les répartitions du champ de pression relative sont illustrées par les graphiques des Fig.III.57 et Fig.III.58. Le tableau III.15. regroupe les caractéristiques principales de ces deux sondes.

La distribution des vitesses normales à la surface de la lentille n'est plus uniforme, ceci est dûe à l'atténuation dans la lentille; alors une apodisation a été réalisée mécaniquement. Cette apodisation induite par la lentille en Polystyrène Butadiène (PSB) entraine une suppression des lobes secondaires dûs au confinement des faisceaux ultrasonores en régime harmonique.

(a) α = 9,3



(b) α = 9,4



(c) α = 6

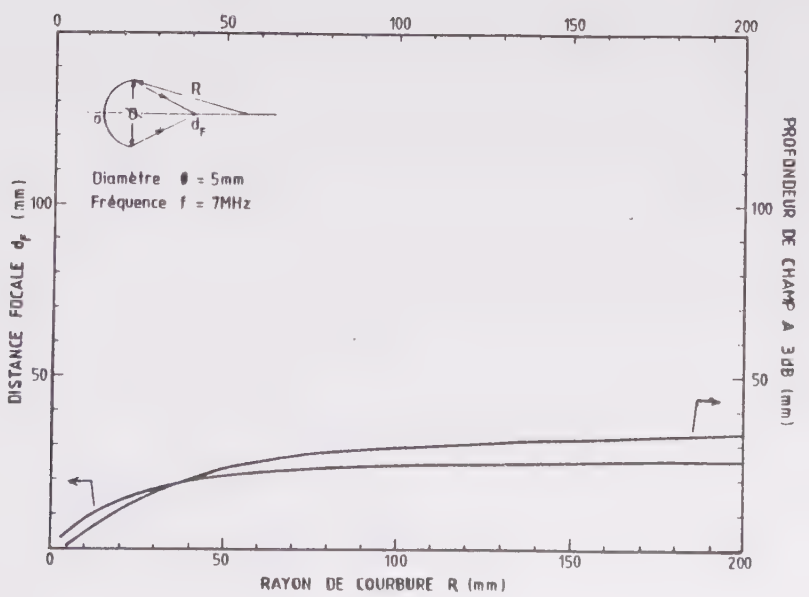


Fig.III.56. Variation de la distance focale acoustique d_F et de la profondeur de champ à 3dB en fonction du rayon de courbure.

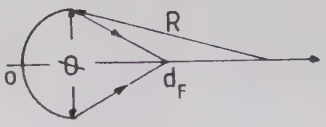
Caractéristiques Théoriques \ Configuration de focalisation par surface concave			
Fréquence de fonctionnement f_r (MHz)	3,5	5	7
Longueur d'onde dans l'eau λ (mm)	0,4	0,5	0,2
Ouverture $\varnothing$	37λ	40λ	23λ
Rayon de courbure R (mm)	150	113	30
Ouverture numérique $\alpha = \frac{R}{\varnothing}$	9,3	9,4	6
Distance focale acoustique d_F (mm) (calcul numérique)	80	70	18
Profondeur de champ Δz_{3dB} (mm) (calcul numérique)	80	70	18
Largeur de la tache focale Δx_{3dB} (mm) $\Delta x_{3dB} = \lambda \frac{d_F}{\varnothing}$	2,2	1,8	0,7

TABLEAU III.14.

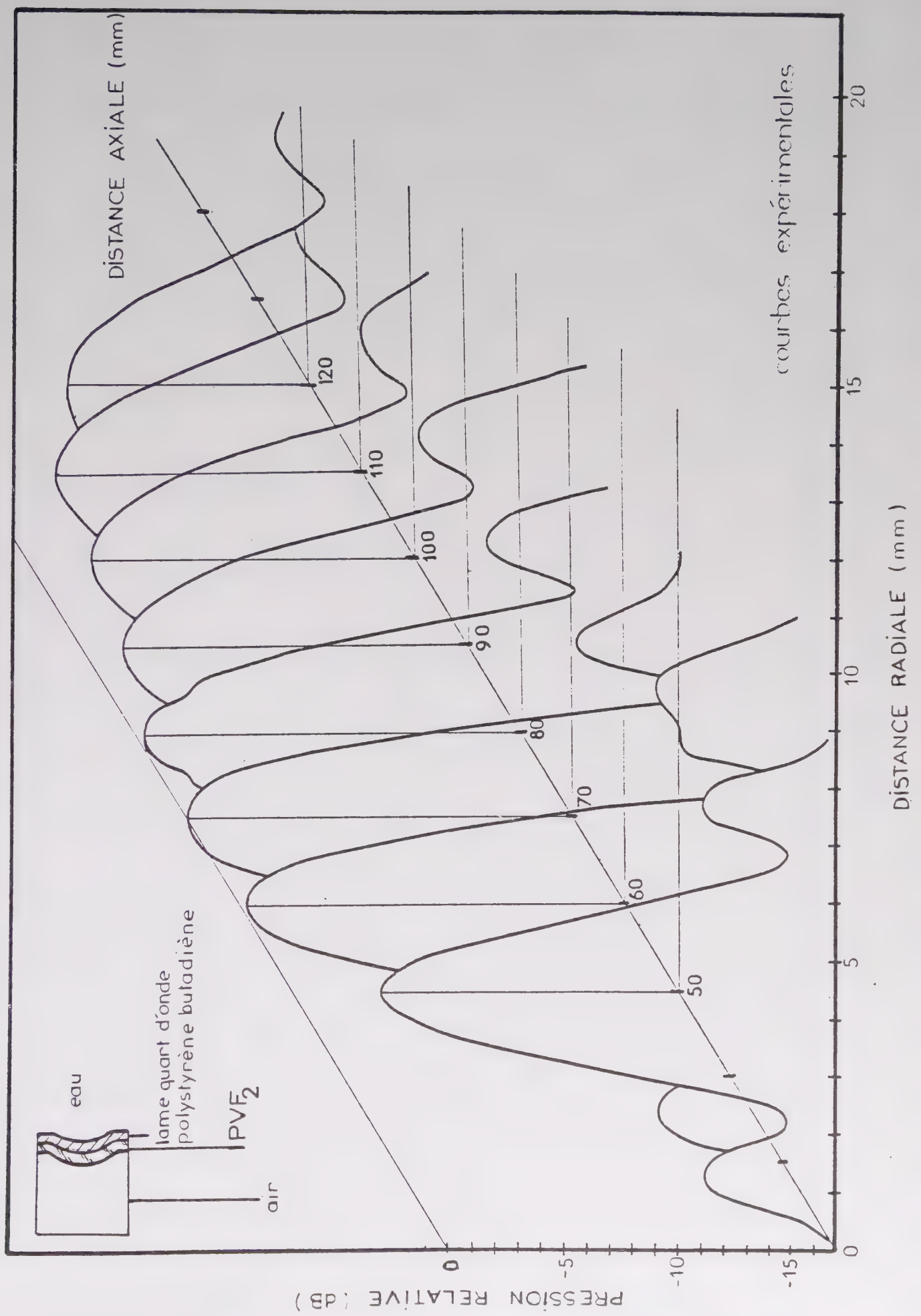


Fig.III.57. Champ de pression acoustique expérimental d'un transducteur focalisant à surface concave en PVF_2 (régime harmonique) $\phi = 40\lambda$; $\alpha = 9,4$

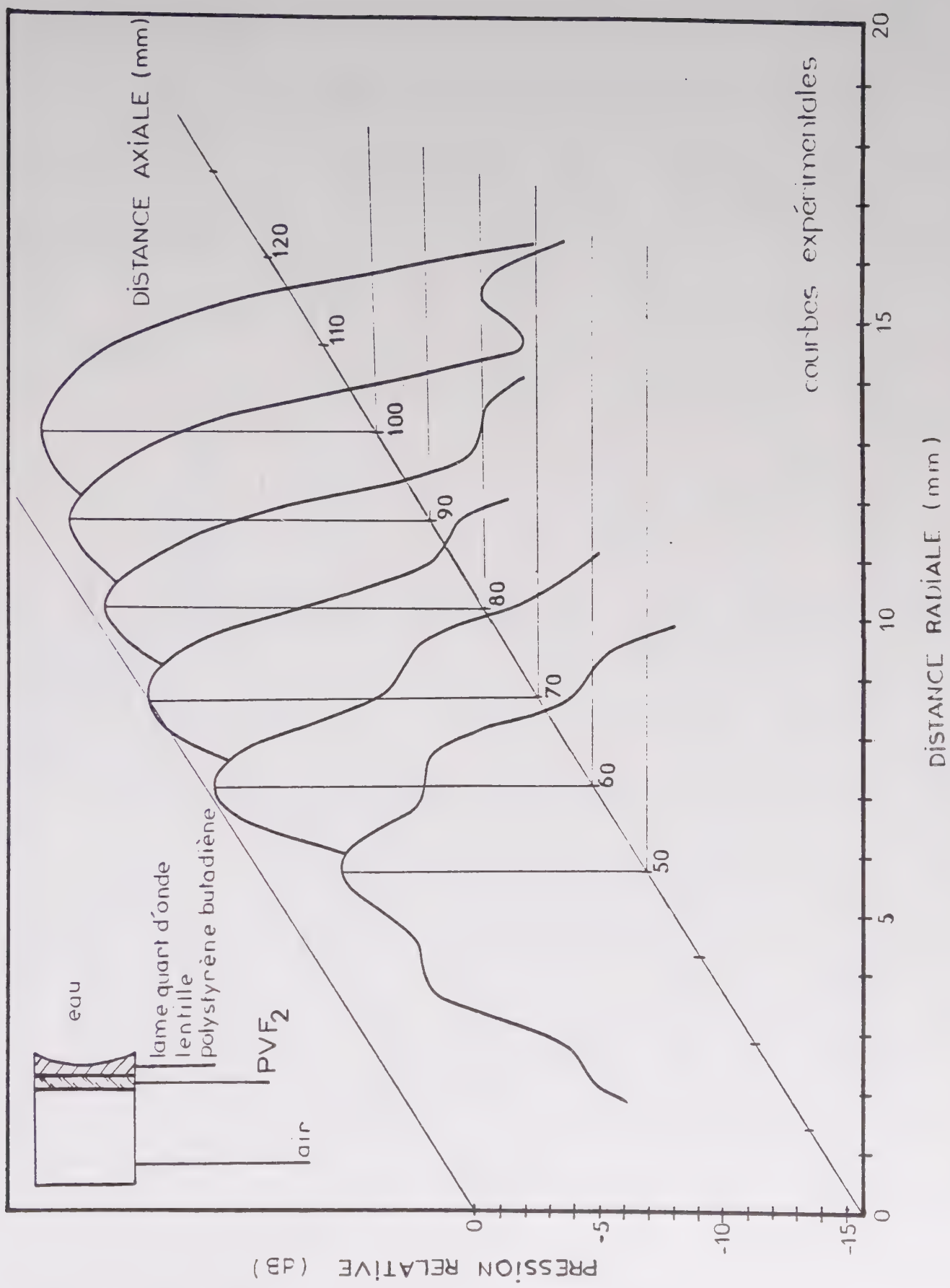


Fig.III.58. Champ de pression acoustique expérimental d'un transducteur focalisant à lentille acoustique concave (régime harmonique) $\phi = 40\lambda$; $\alpha = 9,4$

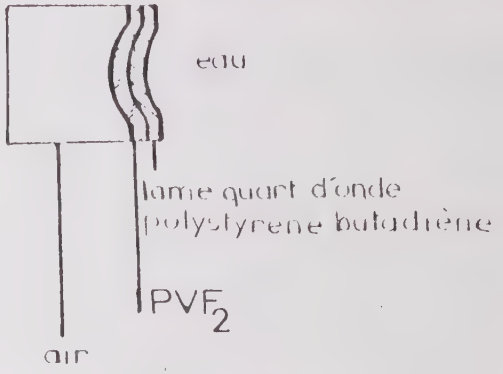
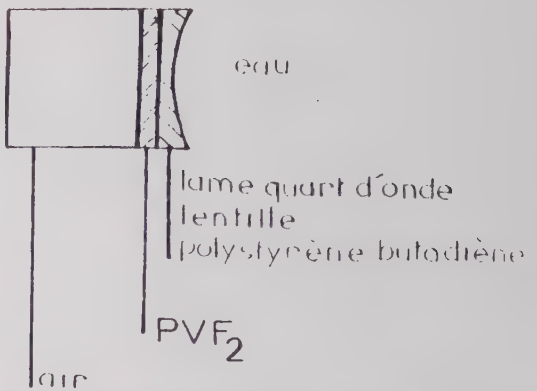
Caractéristiques \ Configuration		
Fréquence de fonctionnement f_r (MHz)	5	5
Ouverture Ø	40λ	40λ
Rayon de courbure R (mm)	113	33
Distance focale acoustique d_F (mm) (expérimentale)	70	70
Profondeur de champ Δz_{3dB} (mm) (expérimentale)	60	60
Large de la tache focale Δx_{3dB} (mm) (expérimentale)	2,6	1,6
Pertes de conversion P_c (dB)	14	14
Bande passante relative B_{3dB} (%)	33	30

TABLEAU III.15.

III-2.2.B. CHAMP DE PRESSION ACOUSTIQUE EN RÉGIME IMPULSIONNEL.

La résolution latérale des sytèmes d'imagerie acoustique est définie par le diamètre des faisceaux ultrasonores. Alors le champ de pression acoustique réparti dans le demi espace rayonné par le transducteur sera caractérisé par des contours isobares.

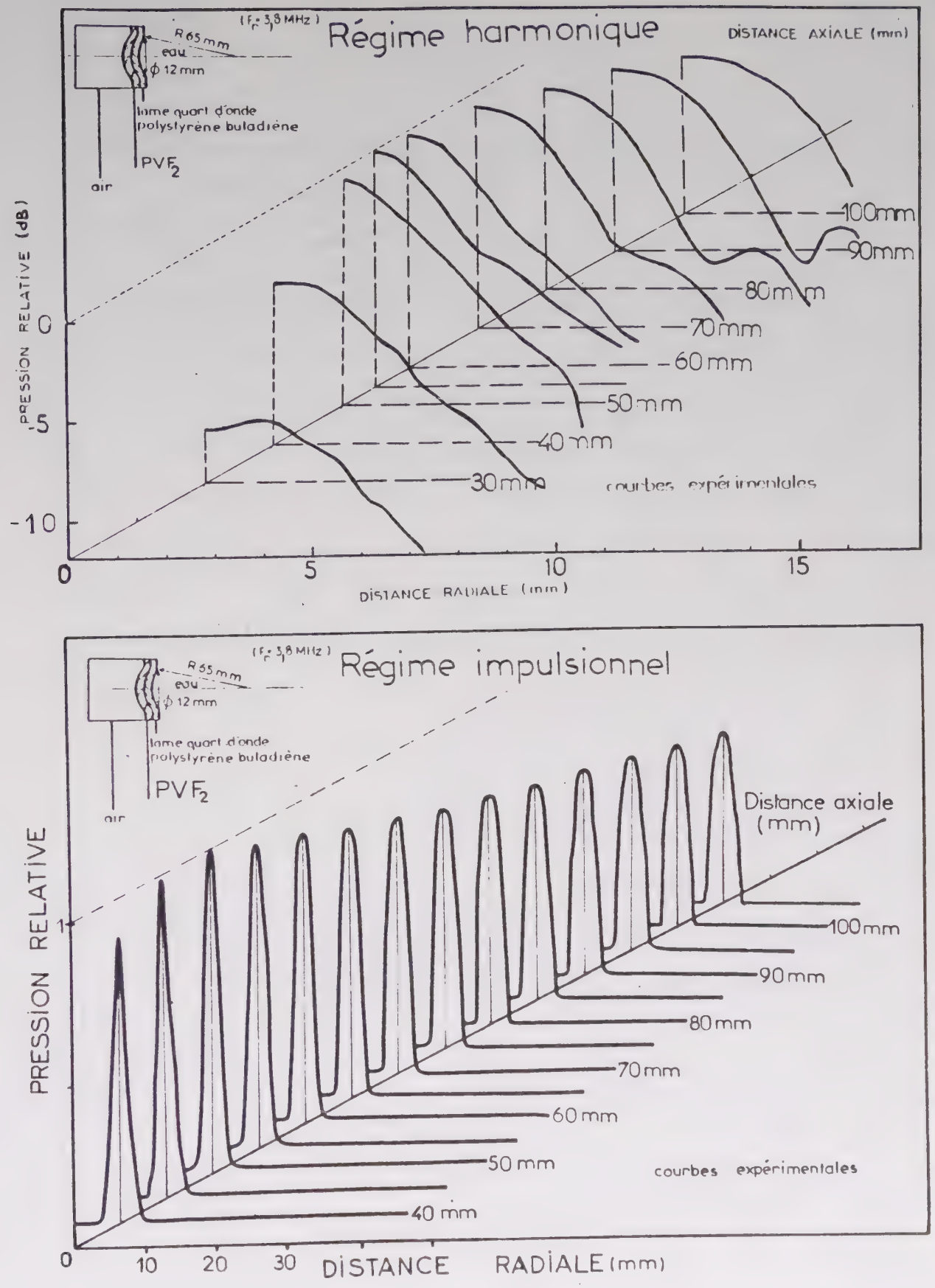
En régime harmonique, faute de combinaison destructive entre les ondes issues de différents points sources en des points hors d'axe, la répartition radiale du champ de pression dans un plan perpendiculaire à l'axe présente des lobes, dits secondaires, en dehors du lobe principal. L'action de ces lobes secondaires se traduit par la détérioration de la résolution latérale du système. Alors dans la plupart des systèmes échographiques, on applique des impulsions très brèves aux transducteurs; en dehors de la zone intéressée, aucune recombinaison n'est possible.

L'intérêt apporté par le régime impulsionnel se traduit par:

- la réduction de la distance focale acoustique.
- la réduction du nombre et du niveau des lobes secondaires.
- le faisceau ultrasonore reste confiné sur une importante profondeur.

Le champ de radiation des surfaces planes en régime impulsionnel a été étudié par plusieurs auteurs (41) (42). En général, la technique de convolution a été utilisée pour ce calcul.

Dans notre cas, pour vérifier la suppression des lobes secondaires dûs au confinement du faisceau acoustique et la réduction de la distance focale lors d'une focalisation en régime impulsionnel, nous avons relevé expérimentalement les champs de pression acoustique dans deux régimes harmonique et impulsionnel d'une sonde focalisante en PVF_2 d'ouverture numérique $\frac{R}{\emptyset}$ égale à 5,4. Cette sonde a été réalisée selon la configuration schématisée par la Fig.III.49. Les champs de radiation respectifs sont présentés dans la figure III.59.



.III.59 CHAMP DE PRESSION ACOUSTIQUE

en régimes harmonique et impulsionnel

($\phi = 30\lambda$, $\alpha = 5,4$)

III-2.3. CARACTÉRISATION DES TRANSDUCTEURS D'IMAGERIE MÉDICALE.

- DESCRIPTION .

Les transducteurs focalisants en PVF_2 ont été réalisés selon la configuration optimisée schématisée par la Fig.III.60. Le procédé de focalisation utilisé est la focalisation par surface émettrice concave. L'ouverture numérique $\alpha = \frac{R}{\emptyset}$ a été prise égale à 9,4 afin de pouvoir explorer dans le corps humain à une profondeur voisine de 10cm à la fréquence ultrasonore de 5MHz. Les caractéristiques du trasnducteur en PVF_2 seront comparées à celles d'un transducteur en céramique de même ouverture α .

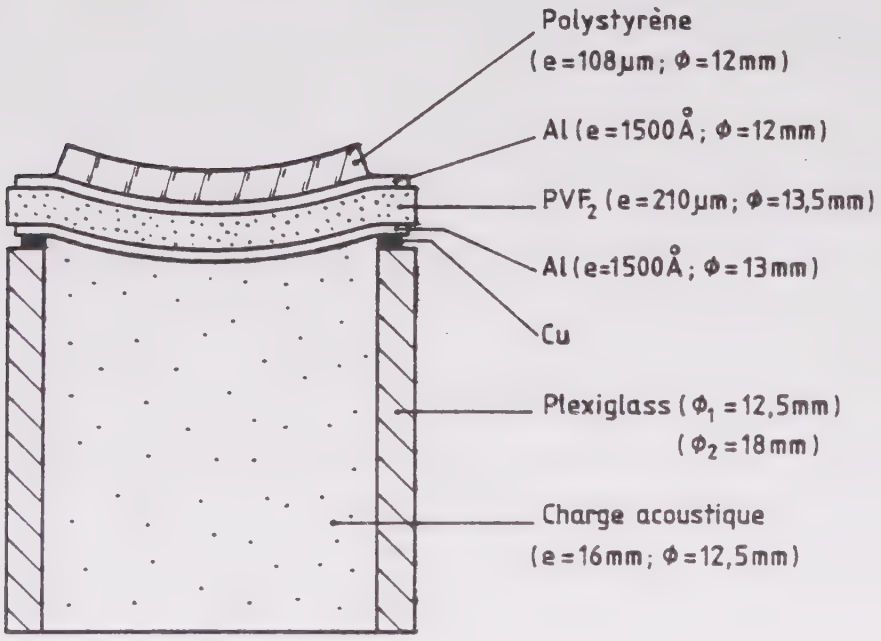


Fig.III.60

Configuration d'un transducteur focalisant en PVF_2 (f_r = 5MHz)

Ce transducteur en PVF_2 a une impédance électrique intrinsèque voisine de 300 Ohms et une capacité statique voisine de 30pF à la fréquence de fonctionnement dans l'eau. L'adaptation électrique du transducteur est réalisée par un transformateur d'impédance torique enrobé d'une résine d'époxy chargé pour éviter les vibrations parasites de fréquence 200KHz dûes à la magnétostriction du ferrite (H32 LCC). L'ensemble transducteur et circuit d'adaptation électrique est monté dans un boitier étanche en Lucoflex (voir Fig.III.61.).

- CHAMP DE PRESSION ACOUSTIQUE EN REGIME HARMONIQUE ET IMPULSIONNEL.

L'ouverture 40λ de la calotte sphérique ayant un rayon de courbure R voisin de 113mm focalise le faisceau acoustique en un foyer théorique voisin de 75mm (régime harmonique). Dans la pratique, le maximum de pression acoustique sur l'axe se situe à une distance de 80mm du centre de la calotte. Les courbes théorique et expérimentale des répartitions axiales de la pression acoustique sont présentées dans la Fig.III.62. La pression acoustique relative sur l'axe du transducteur a été calculée en régime harmonique. Des relevés expérimentaux ont été réalisés en déplaçant un hydrophone miniature le long de l'axe du transducteur. Le diamètre actif de l'hydrophone (DAPCO) est inférieur à 600µm, soit de l'ordre de la longueur d'onde . La moindre perturbation du champ de radiation a été évitée en émettant des trains d'ondes suffisamment espacées dans le temps et suffisamment longs pour simuler le régime harmonique.

La répartition axiale du champ de pression en régime impulsionnel a été relevée expérimentalement. Les courbes expérimentales des répartitions axiales en régime harmonique et impulsionnel ont été comparées et présentées dans la Fig.III.63. Le maximum de pression acoustique en régime impulsionnel se trouve à une distance inférieure à celle mesurée en régime harmonique, elle est voisine de 70mm. La profondeur de champ à 3dB mesurée autour du maximum de pression acoustique est légèrement réduite en régime impulsionnel, 60mm de profondeur contre 65mm en régime harmonique.

L'ouverture du faisceau ultrasonore a été relevée à des niveaux différents en régime harmonique et impulsionnel. Les courbes de la Fig.III.64. illustrent les ouvertures à 3dB, 6dB, 9dB et 12dB du faisceau ultrasonore en régime harmonique. Un rétrécissement du faisceau a été observé en régime impulsionnel. Le faisceau à 10dB a été également resserré (voir Fig.III.65) Ces modifications sont dües aux effets de recombinaison des ondes harmoniques en régime permanent. Par contre, les ondes impulsionnelles ne peuvent pas se recombiner en dehors du foyer, faute de durée suffisante.

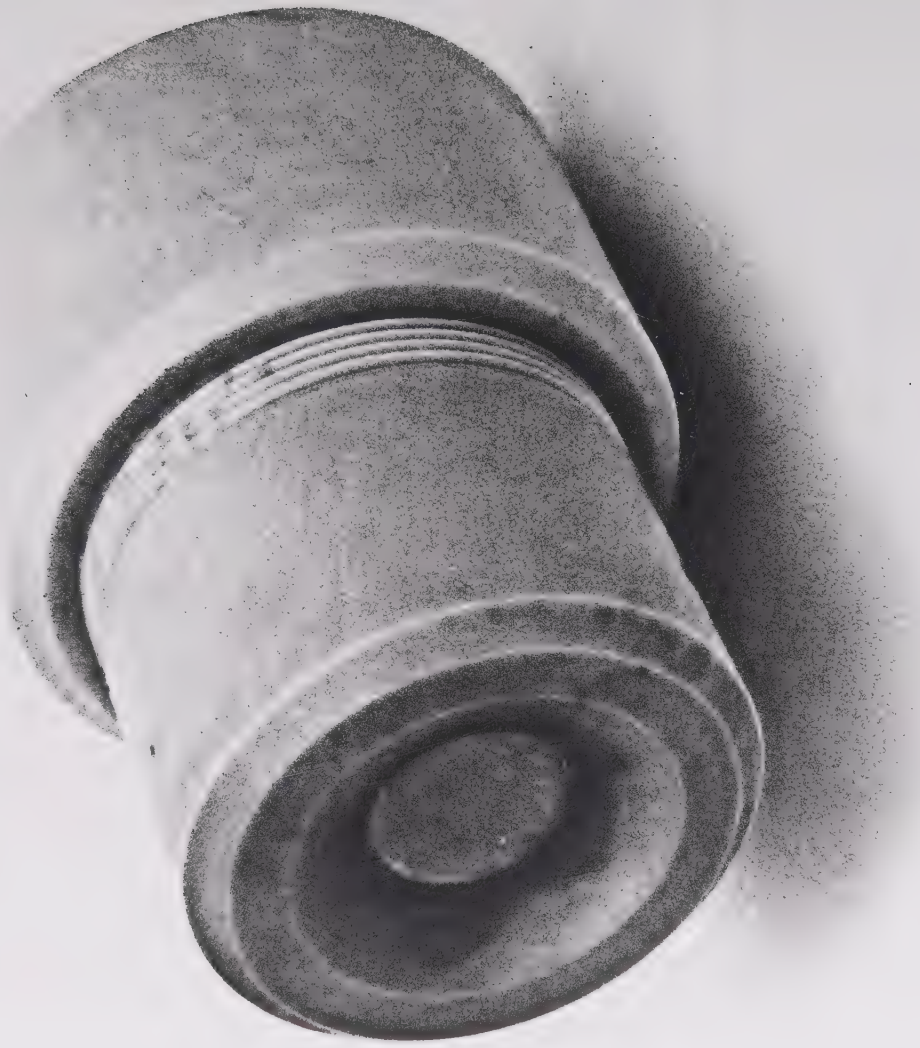


FIG.III.61-MONO SONDE FOCALISANTE EN PVF_2

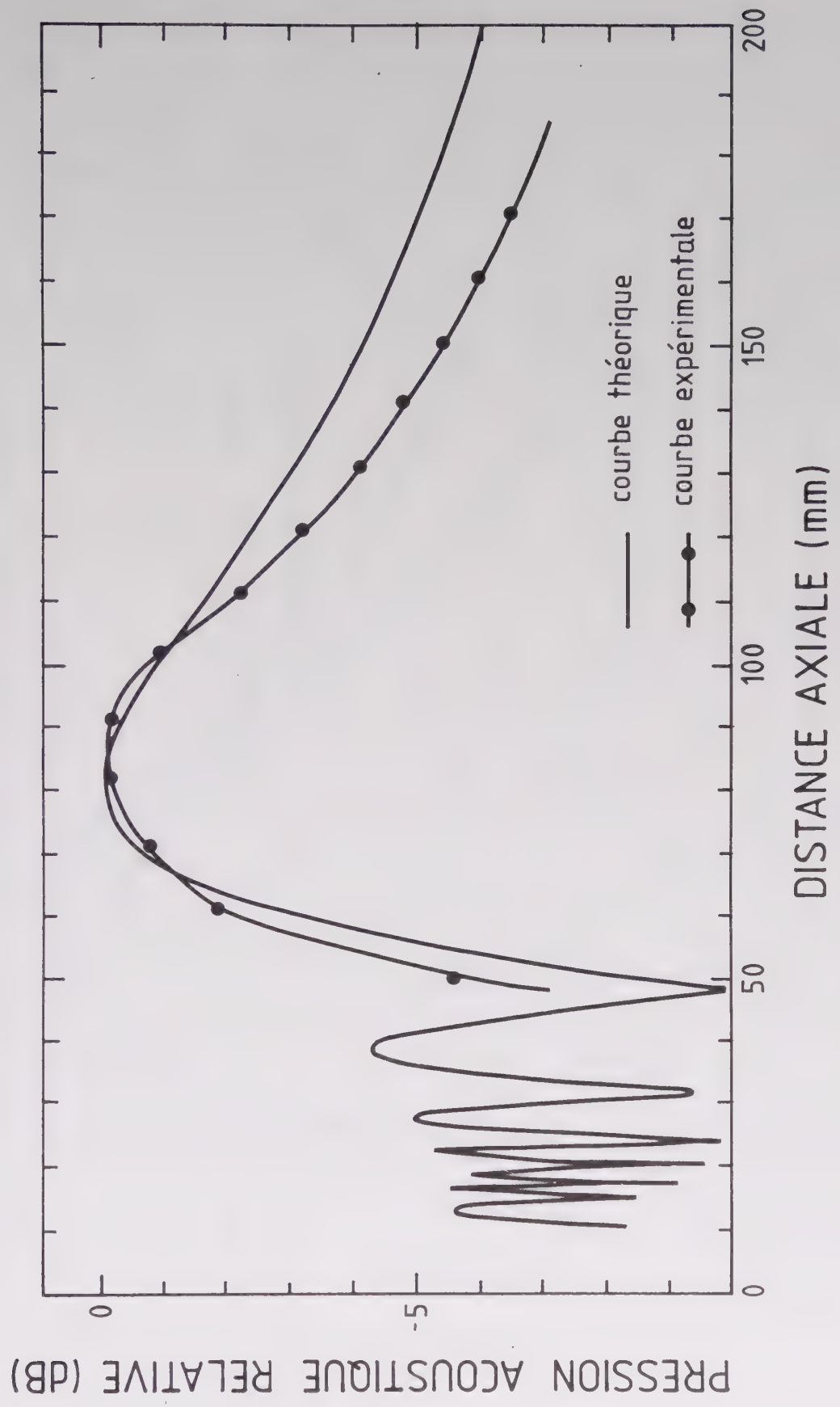


Fig.III.62. Distribution axiale de la pression acoustique théorique et expérimentale d'un transducteur en PVF_2. $\phi = 50\lambda$; $\alpha = 9,4$

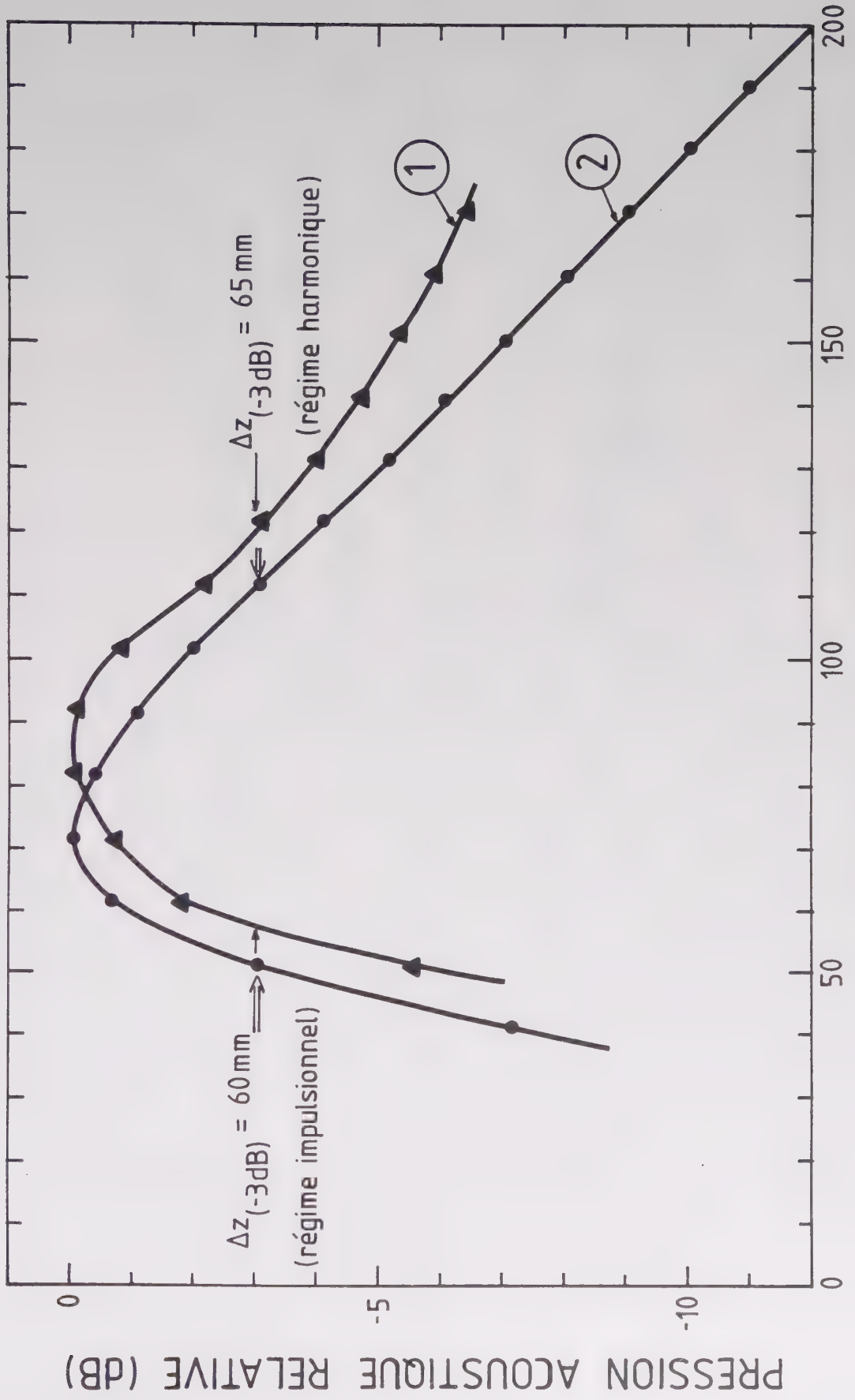


Fig.III.63. Champ de pression acoustique axiale d'un transducteur focalisant en PVF_2 (régime harmonique et impulsionnel).

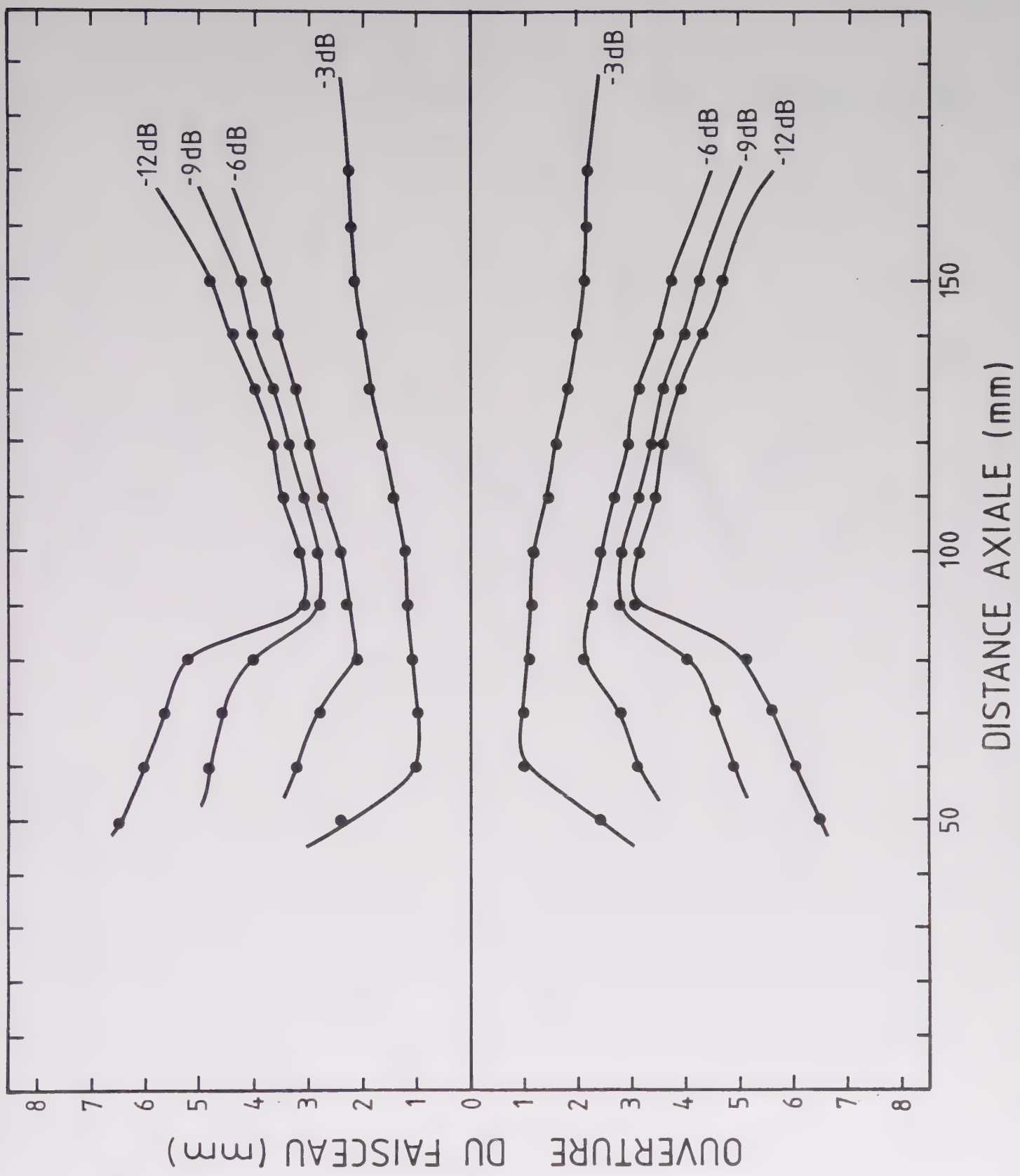


Fig.III.64. Ouverture du faisceau ultrasonore d'un transducteur focalisant en PVF_2
$\phi = 40\lambda$; $\alpha = 9,4$

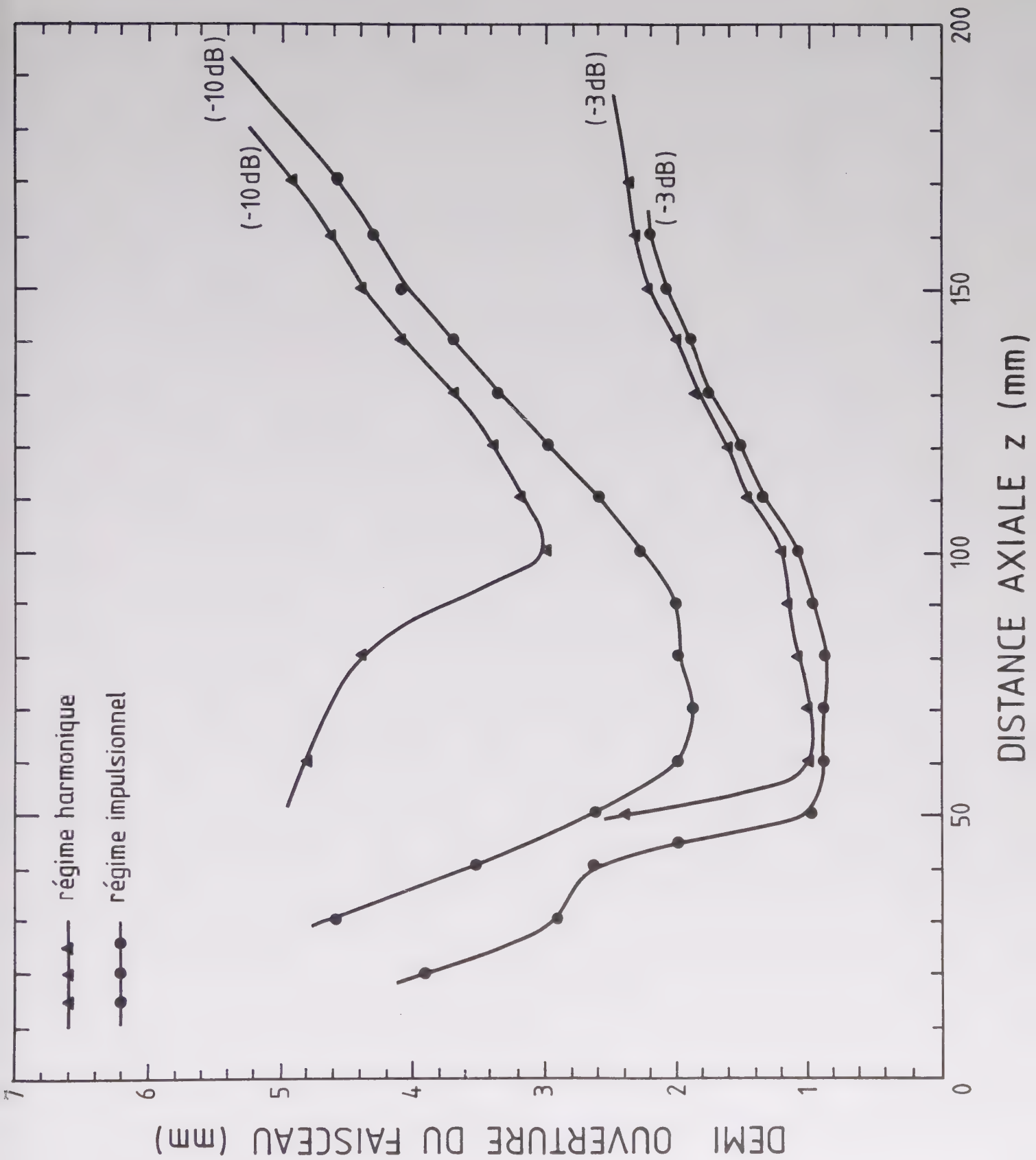


Fig.III.65. Rétrécissement du faisceau ultrasonore en régime impulsionnel (transducteur focalisant en PVF_2 : $\phi = 40\lambda$; $\alpha = 9,4$).

- CARACTERISTIQUES :

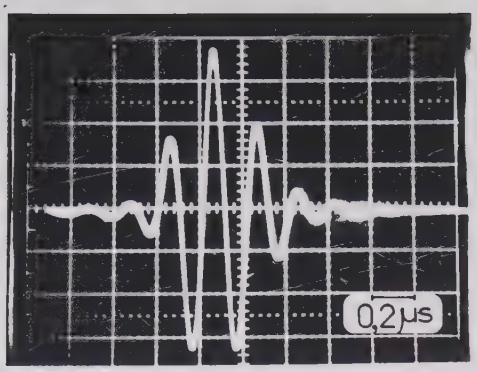
Le transducteur adapté électriquement présente 13dB de pertes de conversion simples à la fréquence de fonctionnement f_r = 5MHz et la bande passante relative mesurée s'élève à 32%.

Au cours de cette étude, le rapport signal sur bruit des transducteurs a été optimisé. Les bruits d'origine acoustique (réflexions multiples dans les supports du montage) ont été supprimés à l'aide des absorbants acoustiques. Les bruits d'origine magnétostrictive ont été également supprimés par blocage du transformateur en ferrite. Les bruits intrinséques du matériau piézoélectrique en PVF_2, dûs aux pertes diélectriques tgδ (43), sont beaucoup plus faibles que ceux des autres sources de bruits citées précédemment. La dynamique globale des sondes en PVF_2 réalisées dans notre laboratoire est voisine de 40dB.

Les caractéristiques du transducteur focalisant réalisé sont regroupées dans le tableau III.16. La Fig.III.66. montre la réponse impulsionnelle en émission réception de ce transducteur, soit l'autoconvolution de sa réponse impulsionnelle proprement dite.Le réflecteur plan est placé au foyer acoustique (maximum de pression) du transducteur.

CARACTÉRISTIQUES		
	Acoustique	Fréquence de fonctionnement : 5MHz Ouverture : 40 longueurs d'onde (λ) Pertes de conversion simple : 13dB Bande passante relative à 3dB : 32% Durée de réponse impulsionnelle en émission-réception : $< 1\mu s$ Résolution en profondeur : 0,8mm (2,5λ) Dynamique : 40dB
	Electrique	Impédance électrique : 50Ω à 5MHz Capacité statique : 30pF " Tension crête maximale admissible : 300 volts
	Géométrique du faisceau	Ouverture numérique R/Ø : 9,4 Distance focale réelle d_F : 80 mm Profondeur de champ à 3dB : 65 mm Largeur de la tache focale à 3 dB : 2 mm

TABLEAU III. 16.



$f_c = 5$ MHz

$B = 32$ %

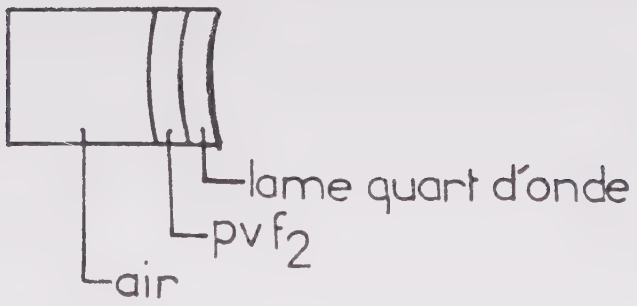


Fig.III.66. Réponse impulsionnelle en émission-réception d'un transducteur focalisant en PVF_2

$\phi = 40\lambda$; $\alpha = 9,4$

- IMAGES ECHOGRAPHIQUES :

Cette sonde expérimentale a été montée sur l'échographe de CGR Ultrasonic pour visualiser les images de fantôme et de tissus biologiques. Le fantôme simulant les milieux biologiques est constitué d'un bac d'eau plein fermé par une membran en caoutchouc. A l'intérieur de ce bac d'eau, un réseau de rubans en nylon parcourrus d'une paroi à l'autre est disposé en echelle suivant la profondeur. Le transducteur appliqué contre la membrane en caoutchouc à travers une couche de gel de contact est déplacé linéairement sur cette membrane. L'image échographique du réseau de rubans permet de vérifier la résolution latérale de lasonde (voir Fig.III.67.). L'image des tissus biologiques (foie humain) a été obtenue dans la suite par ce même transducteur. Le transducteur est appliqué sur la peau à travers une couche de gel de contact. Un balayage circulaire a été effectué par l'opérateur sur une faible zone superficielle de la peau. L'image du foie est montré dans la Fig.III.68. La tension électrique appliquée à la sonde est au plus égale à 300 volts crête. Cette image de tissus biologiques a été obtenue pour la première fois avec une sonde en PVF_2 réalisée dans notre laboratoire.

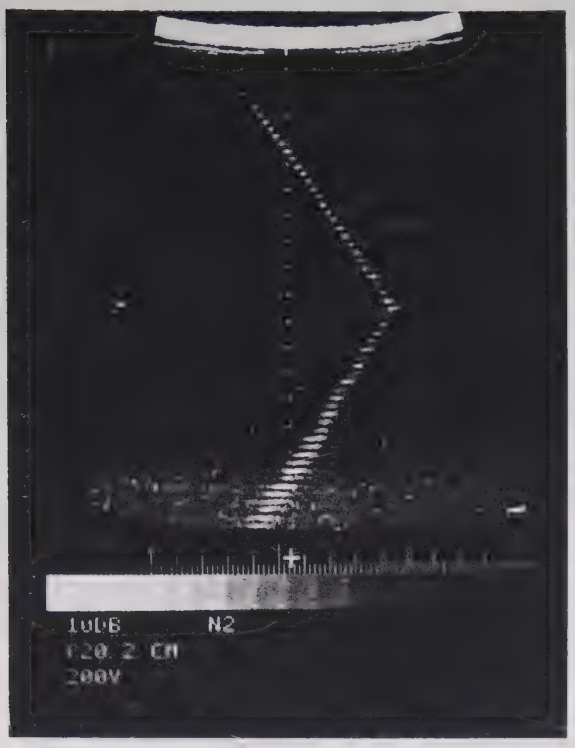


Image échographique
d'un fantôme

Fig.III.67

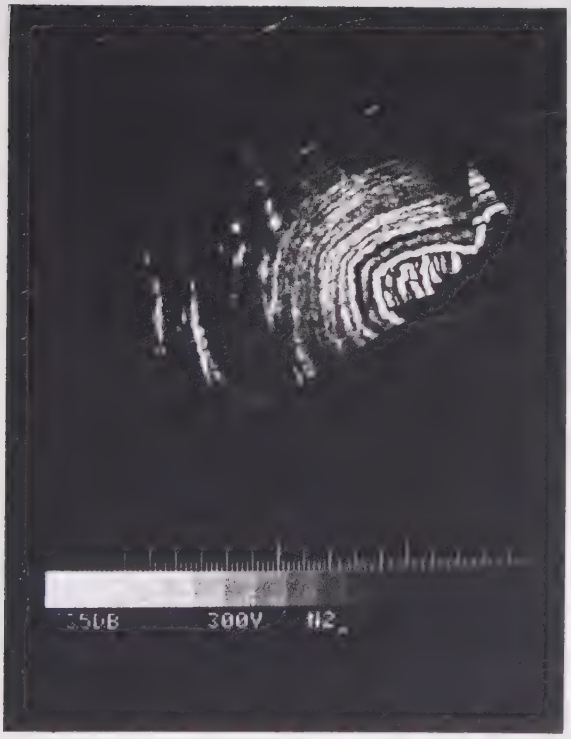


Image échographique
des tissus biologiques

Fig.III.68

VISUALISATION SUR L'ECHOGRAPHE AVEC UNE SONDE EN PVF_2

- COMPARAISON

Ce transducteur en PVF_2 présente des pertes de conversion simples voisines de 13dB avec une bande passante relative de 32%, contre 7dB de pertes et 53% de bande passante relative pour un transducteur équivalent en céramique conventionnelle.

La bande passante d'un transducteur en PVF_2 monté selon la configuration optimisée est beaucoup plus régulière que celle d'un transducteur optimisé en céramique.

La réponse impulsionnelle d'un transducteur en PVF_2 est beaucoup plus brève et pure, sans oscillations de trainage contrairement aux cas des transducteurs en céramique.Ce qui se traduit en une meilleure résolution en profondeur pour les transducteurs en PVF_2. L'image échographique sur les tissus biologiques semble être comparables, voir mieux définie que celle donnée par les transducteurs en céramique.

- CONCLUSION

Les caractéristiques du matériau par la méthode des résonateurs ont permis de mettre en évidence ses qualités acoustiques et diélectriques afin d'alaborer les films de PVF_2 adaptés à l'imagerie médicale.

L'optimisation des conditions de fonctionnement d'un film piézoélectrique PVF_2 en résonance d'épaisseur a permis d'évaluer la possibilité d'utilisation en transducteur d'imagerie. Pour ce matériau ayant d'importantes pertes diélectriques ($tg\,\delta = 24\%$) et un faible coefficient de couplage électromécanique ($k_{33} \simeq 17{,}6\%$), il est préférable que l'élément piézoélectrique vibre en mode demi onde et que le milieu arrière ait une très faible impédance acoustique de façon à renvoyer toute l'énergie acoustique générée vers le milieu de propagation intéressé.

De nombreux prototypes ont été réalisés pour optimiser les performances des sondes planes et des procédés de réalisation des sondes focalisantes proprement dites ont été élaborés pour l'imagerie.

Les caractéristiques intrinsèques des mono-sondes en PVF_2 ont été comparées à celles des sondes équivalentes géométriquement en céramique (même ouverture, même distance focale et même fréquence centrale). Pour une ouverture donnée, les sondes focalisantes en PVF_2 réalisées au cours de cette étude ont satisfait aux diverses propriétés de focalisation exigées. La distance focale du faisceau acoustique et la profondeur de champ mesurées à 3dB ont bien vérifié la théorie des transducteurs focalisants.

Différents moyens ont été utilisés pour focaliser un faisceau ultrasonore comme la focalisation par surface concave et par lentille acoustique. Ces moyens sont très faciles à mettre en oeuvre et les sondes réalisées sont parfaitement reproductibles.

Il est montré qu'en qualité de sonde d'imagerie, pour la même géométrie de focalisation, une sonde en PVF_2 actuelle ayant la même bande passante relative (40%) qu'une sonde en céramique a deux fois plus de pertes de conversion simple (12dB). En revanche, elle a une meilleure résolution en profondeur que sa semblable en céramique, deux fois la longueur d'onde λ pour les sondes en PVF_2 contre 3 λ pour les sondes en céramique. Cette bonne résolution est dûe à la brève réponse impulsionnelle des sondes en PVF_2.

Les images échographiques des organes biologiques se trouvant à une dizaine de centimètres (foie humain) sont obtenues par les sondes en PVF_2 et en céramique.

Ce qui montre qu'avec une sonde en PVF_2 actuelle, l'image échographique a au moins la même qualité que celle donnée par une sonde en céramique mais avec une dynamique réduite par l'importance des pertes.

En tenant compte des importantes pertes de conversion, différents prototypes de sonde en PVF_2 à faibles distances focales ont été réalisés pour viser des profondeurs d'exploration moins importantes (5cm).

Cette étude a montré qu'il est possible d'utiliser les polymères piézoélectriques tels que le Polyfluorure de Vinylidène (PVF_2) dans les dispositifs d'imagerie médicale. Des recherches pour améliorer la qualité du matériau dans cette gamme de fréquence (1MHz à 10MHz) seront nécessaires. Il est important d'augmenter le coefficient de couplage électromécanique k_{33} pour diminuer les pertes de conversion et diminuer les pertes diélectriques $tg\delta$ sans altérer la faible impédance acoustique du PVF_2 et la fléxibilité du film. Il semblerait qu'il soit possible d'obtenir ces exigences avec les copolymères du PVF_2 tels que l'association du Polyfluorure de vinylidène avec le Trifluorure Ethylène (PVF-TrFE). Alors, l'application à des fins d'imagerie, en particulier du domaine médical, méritera d'être relancée.

Les résultats obtenus en mono sonde nous ont incité à évaluer les performances en réseaux de transducteurs afin de compléter cette étude.

CHAPITRE IV

RÉSEAUX DE TRANSDUCTEURS EN POLYFLUORURE DE VINYLIDÈNE

Les systèmes d'échographie du type B ont évolué de l'échographe manuel dont l'image est reconstitué ligne par ligne à l'aide d'une mémoire par déplacement de la sonde, à l'échographe à balayage électronique linéaire ou sectoriel.

Le balayage manuel ou mécanique de la sonde limite la cadence de reconstitution de l'image à quelques images par seconde. Tandis qu'avec plusieurs transducteurs élémentaires disposés côte à côte pour former ainsi un réseau de transducteurs, le balayage peut s'effectuer électroniquement et la cadence est portée à plusieurs dizaines d'images par seconde. Récemment cette cadence a été améliorée considérablement à plusieurs centaines d'images par seconde à l'aide d'un traitement parallèle simultané de toutes les lignes d'image.

La formation des images est obtenue en appliquant à chaque transducteur élémentaire du réseau une phase (régime harmonique) ou un retard convenable (régime impulsionnel). Pour une distance focale fixe d'une mono sonde, une information sur la discontinuité de l'impédance des milieux biologiques est obtenue dans une zone délimitée par la profondeur de champ. Différents procédés de focalisation sont développés pour agrandir la zone bien résolue; nous pouvons citer la focalisation à poursuite d'écho : électroniquement,pendant la phase de réception la focale est changée au fur et à mesure que les échos reviennent à la sonde. Cette méthode est possible grâce à l'utilisation des lignes à retard programmables ou des retards générés numériquement.

Dans ce chapitre, les techniques utilisées pour une mono sonde en PVF_2, seront appliquées aux réseaux de transducteurs Quelques modifications ont été apportées à cause de nouvelles conditions d'utilisation du matériau.

L'intérêt majeur de cette étude est d'exploiter la brièveté de la réponse impulsionnelle des sondes en PVF_2 pour contrebalancer l'inconvénient que représente leur faible sensibilité dûe principalement au faible coefficient de conversion électromécanique k_{33} et aux fortes pertes diélectriques $tg\delta$.

Cependant, en plus des qualités telles que les brèves réponses impulsionnelles en sonde d'imagerie (bonnes résolutions en profondeur) et de larges réponses angulaires (bonnes résolutions latérales), le PVF_2 a de très faibles coefficients piézoélectriques dans les autres directions dans le plan du film. Par conséquent, le couplage acoustique entre éléments du réseau formés sur le même film de PVF_2 est négligeable. La séparation des éléments par découplage, problème délicat rencontré fréquemment sur des réseaux de transducteurs en céramiques, ne se pose plus, d'ailleurs ce découpage serait très difficile à réaliser. De plus, le PVF_2 n'admet qu'un seul mode de vibration pour les dimensions usuelles rencontrées dans les réseaux, contrairement à la céramique qui en génère plusieurs. Donc les modes de vibration d'un résonateur piézoélectrique et les couplages entre transducteurs élémentaires seront étudiés dans ce chapitre. Ensuite, la configuration optimale de réseaux en PVF_2 sera recherchée en fonction des caractéristiques particulières de ce nouveau matériau piézoélectrique .

IV - 1. MODES DE VIBRATION D'UN RÉSONATEUR PIÉZOELECTRIQUE EN FORME DE PARALLÉLÉPIPÈDE RECTANGLE.

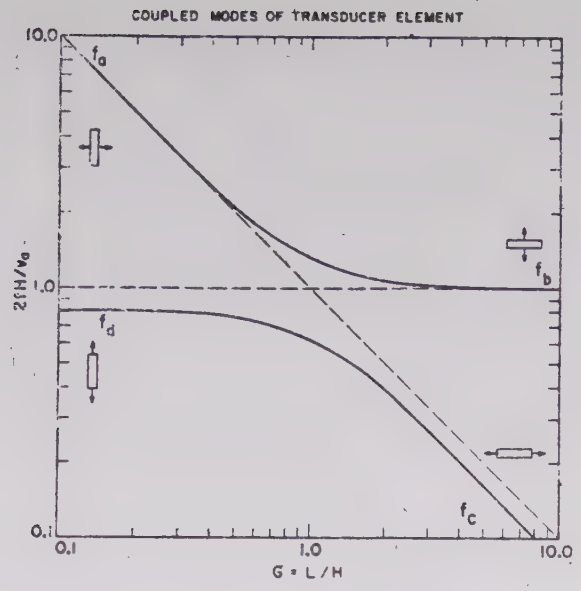
En imagerie acoustique par échographie, l'association de plusieurs transducteurs élémentaires a permis de réaliser de nombreuses fonctions comme la focalisation et le balayage électronique des faisceaux ultrasonores. L'échantillonnage du champ de pression acoustique par l'ensemble de ces transducteurs (réseau de transducteurs) doit être réalisé avec un pas au plus égal à la longueur d'onde ultrasonore dans le milieu à observer. De cette manière, la reconstitution des images peut être effectuée fidèlement sans images parasites dûes aux lobes secondaires d'échantillonnage. Dans le cas de l'imagerie médicale et pour une fréquence ultrasonore de 3MHz le pas d'échantillonnage acoustique doit être au plus égal à 500µm. La largeur de chaque transducteur élémentaire ne peut donc dépasser cette valeur. Dans ce cas, l'épaisseur du matériau piézoélectrique n'est plus négligeable devant la largeur de chaque transducteur. Par conséquent, chaque résonateur piézoélectrique élémentaire ne vérifie plus le modèle unidimentionnel de Mason et d'autres modes de vibration sont générés en même temps que le mode principal en épaisseur qu'on appelle encore mode de réseau.

Le résonateur présente donc des modes qui dépendent de son rapport largeur L sur épaisseur H (cas de 2 dimensions). Les modes secondaires sont les modes transversaux dûs aux dimensions latérales comparables à la longueur d'onde. Récemment, un autre mode secondaire dû aux conditions d'amortissement à l'arrière du résonateur a été particulièrement étudié par J.D.Larson (44)

En général, les dimensions de chaque élément du réseau ont été choisies de façon que les modes tranversaux donnent des fréquences de résonance assez loin de la fréquence centrale déterminée par le rapport $G = \frac{L}{H}$.

Les courbes dispersion des modes ont été calculées par Selfridge (45) dans le cas d'un résonateur à deux dimensions. Les fréquences de résonance d'un tel résonateur sont déterminées par le rapport $G = \frac{L}{H}$ (voir Fig.IV.1.). En réalité, pour une valeur de G, il existe encore d'autres modes comme l'a montré Papalardo (46). Finalement, pour éviter un grand nombre de modes il faut que le rapport $G = \frac{L}{H}$ soit inférieur à 1. La pluralité de modes ne favorise pas la réponse temporelle d'un transducteur piézoélectrique.

Au contraire, elle introduit des rebonds de trainage dans la réponse impulsionnelle et par suite du principe de l'échographie, elle détériore le pouvoir de résolution en profondeur. Comme il est démontré dans le paragraphe suivant, les réseaux en PVF_2 se comportent différemment.



- Theoretical dispersion curves for resonator with two degrees of freedom and a single coupling mechanism

A.R. Selfridge, G.S. Kino, and B.T. Khuri-Yakub

1980 ULTRASONICS SYMPOSIUM — 989, 993

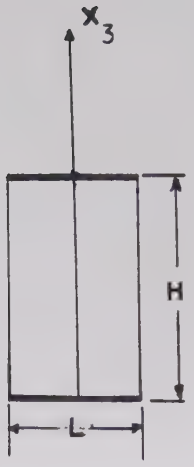


Fig. IV.1. Courbes de dispersion des modes d'un résonateur en forme de parallélépipède rectangle (2 dimensions).

IV - 2. RÉPONSE ANGULAIRE.

IV-2.A. RÉCEPTION SOUS INCIDENCE OBLIQUE :

Chaque déplacement (mécanique ou électronique) de la sonde correspond à un pouvoir de résolution latérale qui dépend de son ouverture angulaire. Comme en optique, plus l'ouverture angulaire est importante, meilleure sera la résolution latérale.

Pour une ouverture donnée, la réponse angulaire à une onde d'incidence oblique dépend de la structure propre du transducteur. Cette réponse est généralement calculée en réception. La réponse angulaire $V(\theta)$ d'un élément est importante dans la reconstitution de l'image par un réseau de transducteurs. Le champ de pression acoustique sera échantillonné de façon fidèle et complète si chaque transducteur élémentaire a une large réponse spatiale.

Par un simple raisonnement B.Auld a montré qu'une large bande passante conduit à une large réponse angulaire (47). En effet, une variation $\Delta f_{(3dB)}$ de la fréquence de l'onde d'incidence normale autour de la résonance f_r du transducteur est équivalente à une variation $\theta_{(3dB)}$ d'angle d'incidence d'une onde plane de fréquence fixe f_r; dans un cas comme dans l'autre, la tension électrique recueillie aux bornes du transducteur est la même.

Une onde plane harmonique arrivant en incidence normale à la surface S d'un élément piézoélectrique, d'épaisseur e, fait vibrer cet élément suivant le mode fondamental en épaisseur.

Si la direction de propagation de l'onde incidente forme un angle θ avec la normale n de S, d'autres modes différents du fondamental peuvent être excités (ondes traverses, ondes de surfaces). Il existe donc un angle d'incidence limite θ_{il} à partir duquel les ondes traverses générées ne peuvent être ignorées. La fréquence de résonance sera décalée proportionnellement à θ.

Dans le cas d'une structure de charge arrière constituée par l'air (voir Fig.IV.2.), la fréquence de résonance est exprimée, pour de petits angles θ_i , par la relation (IV.1.)

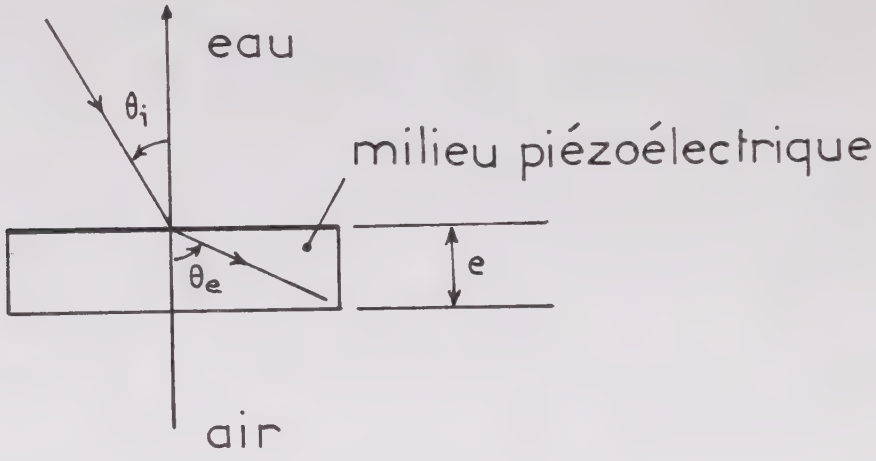


Fig.IV-2

$$\frac{2e}{\cos\theta_i} = \lambda \quad \text{(condition de résonance)} \qquad \text{(IV.1.)}$$

$$C_p \sin\theta_i = C_{eau} \sin\theta_e \quad \text{(loi de Descartes)}$$

λ étant la longueur d'onde dans le milieu piézoélectrique.
c étant la vitesse de propagation dans les milieux respectifs.
La valeur limite de θ_i donnée par réflexion totale est exprimée par la relation suivante :

$$\theta_{il} = \arcsin\left(\frac{C_{eau}}{C_p}\right) \qquad \text{(IV.2.)}$$

D'après cette relation, la réponse angulaire limitée par l'angle critique θ_{i1} augmente considérablement si la vitesse des ondes longitudinales dans le milieu piézoélectrique est faible. De Silets et Kino (48) ont trouvés une réponse angulaire de $\pm$ 25° pour les Métaniobates de Plomb contre $\pm$ 16°pour les céramiques Titanate Zirconate de Plomb (PZT.5A). Par conséquent le PVF_2 seul doit avoir une réponse angulaire plus importante que la céramique seule: en effet la vitesse longitudinale dans le PVF_2 est de l'ordre de 2100m/s contre 3740m/s dans les céramiques.

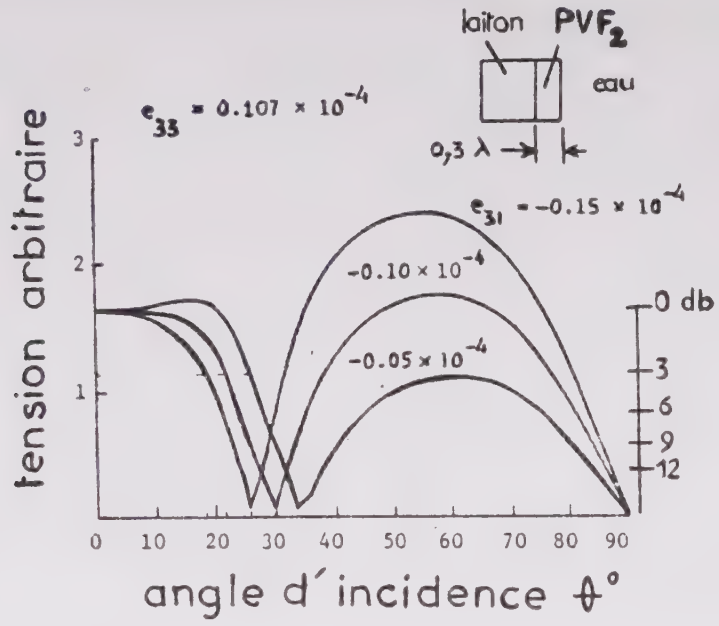
La réponse angulaire V (θ) est obtenue par l'analyse de la fonction de transfert reliant la transformée de Fourier du champ de pression acoustique incident P (x,y) à celle de la distribution spatiale de la tension électrique générée aux bornes du transducteur (47) (49) .

Sous incidence oblique, la résonance en épaisseur du transducteur est affectée par les propriétés de symétrie du groupe cristallin auquel appartient l'élément piézoélectrique.

Les films PVF_2 étirés uniaxialement et polarisés appartiennent au groupe de symétrie 2mm de la classe orthorhombique dans laquelle le tenseur des coefficients piézoélectriques s'écrit :

$$[e_{ij}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e_{24} & 0 & 0 \\ e_{31} & e_{32} & e_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Il a été montré que la réponse V (θ) d'un transducteur en PVF_2 réalisé selon la configuration de montage donné, varie inversement avec le coefficient piézoélectrique e_{31} (50). Le film PVF_2 d'épaisseur 25µm est chargé à l'arrière par le laiton, le transducteur fonctionne ainsi en mode quart d'onde. Les courbes de réponse angulaire en fonction de e_{31} sont présentées dans la Fig.IV.3. La meilleure réponse angulaire a été obtenue avec la plus faible valeur de e_{31}.



W. H. Chen, H. J. Shaw, D. G. Weinstein, and L. T. Zitelli
Edward L. Ginzton Laboratory
Stanford University
Stanford, California 94305

1978 Ultrasonics Symposium Proceedings
IEEE Cat. #78CH 1344-1SU (780,781)

Fig.IV-3. Variation théorique de la réponse angulaire d'un transducteur en PVF_2 en fonction de (1/ e_{31}).

IV-2.2. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.

Plusieurs réponses angulaires V (θ) ont été relevées sur différentes structures de transducteur en PVF_2. Les transducteurs sont réalisés avec le même type d'échantillon, afin que les effets induits par les propriétés transverses du film soient identiques pour chaque structure.

Le montage de mesure est schématisé par la Fig.IV-4.

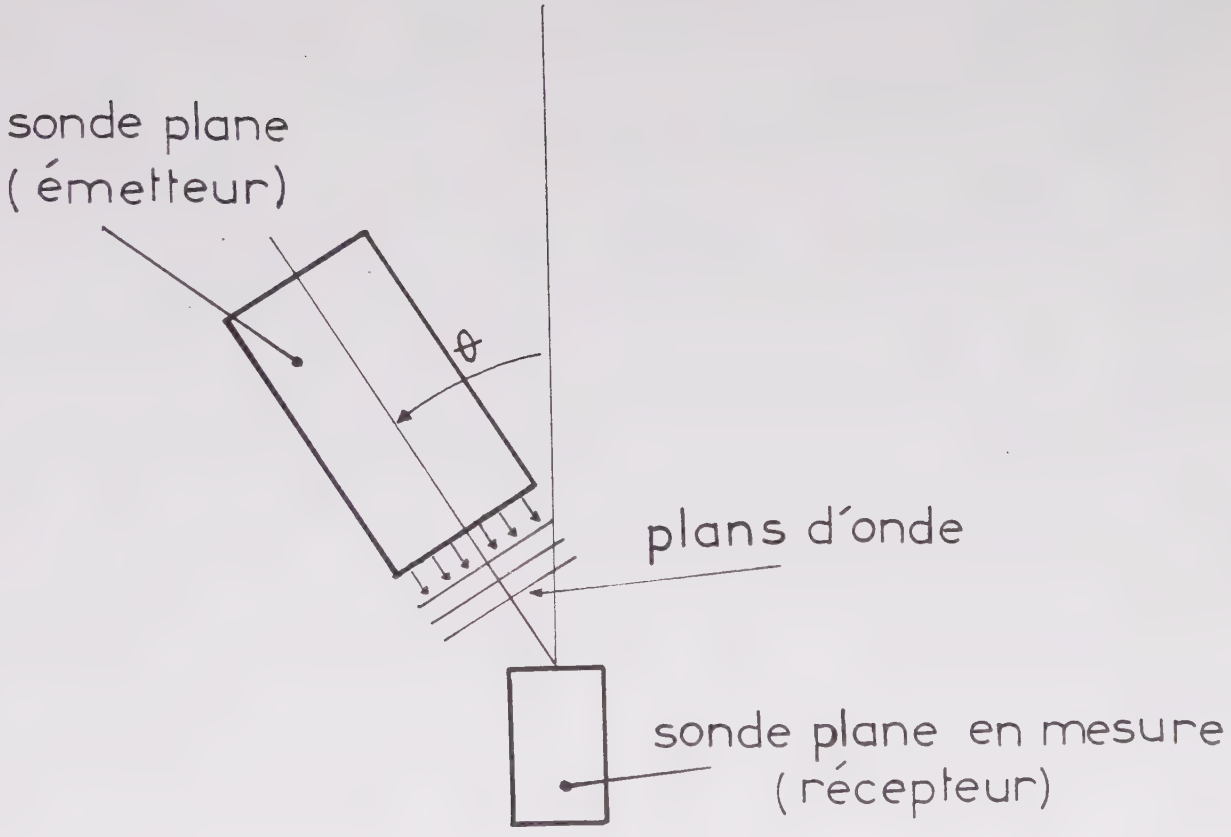


Fig.IV-4. Schéma du montage de mesure des réponses angulaires des transducteurs ultrasonores.

Les transducteurs à mesurer ont une surface utile plus faible que celle du transducteur générateur d'ondes planes. Ils sont placés dans le champ proche de ce dernier de manière que les ondes issues se celui ci soient parfaitement planes. Les mesures ont été faites en régime harmonique à la fréquence centrale des transducteurs en mesure.

Trois structures de sonde ont été prises en considération. La première est constituée par le PVF_2 non adapté mécaniquement à l'avant et chargé à l'arrière par l'air. La deuxième est identique à la première sauf que la face avant est couplée à l'eau par une lame quart d'onde en Polystyrène Butadiène. La troisième structure est constituée du PVF_2 non adapté à la face avant et chargé à l'arrière par le plexiglass. Les résultats des mesures expérimentales sont présentées dans la Fig.IV.

Une augmentation d'angle de réponse de l'ordre de $\pm$ 2,5° a été enregistrée pour un bon couplage mécanique à la face avant dans la configuration de charge arrière constituée par l'air.

La réponse de la troisième structure ($\pm$ 12,5°) nous a permis de constater une amélioration sensible de $\pm$ 5° entre les configurations de charge arrière absorbante et charge arrière quasi nulle.

Les résultats de mesure ont été regroupés dans le tableau IV-1.

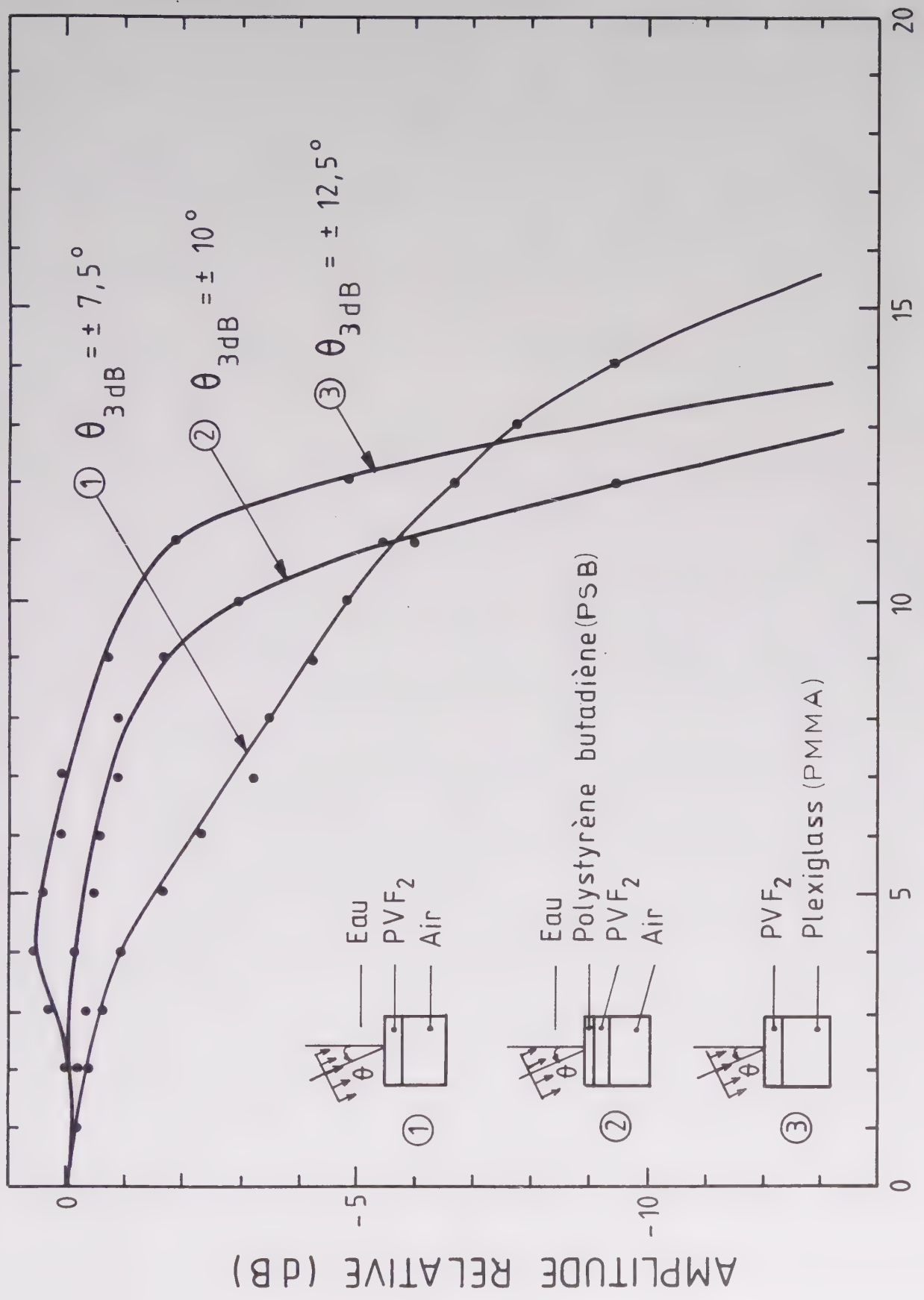


Fig.IV.5. Réponse angulaire des transducteurs en PVF_2.

Configuration	Fréquence centrale f_r (MHz)	Bande passante relative B_{3dB} (%)	Réponse angulaire θ_{3dB} (degré)
(1) Air/PVF_2/eau	3,7	25	$\pm$ 7,5
(2) Air/PVF_2/SB/eau	3,7	30	$\pm$ 10
(3) Plexiglass/PVF_2/eau	4	36	$\pm$ 12,5

TABLEAU IV-1.

A titre de comparaison avec des sondes conventionnelles en céramique, deux réponses angulaires d'une même structure de sonde en PVF_2 et en céramique ont été présentées dans la Fig.IV-6. La réponse de la structure Air/PVF_2/Eau est meilleure que celle de la structure Air/Céramique/Eau. L'écart de $\pm$ 3,5° d'angle de réponse confirme la théorie à propos des vitesses de propagation dans le PVF_2 et les céramiques. La courbe de réponse de la sonde en céramique est extraite des résultats de calculs réalisés par B.A.Auld (47).

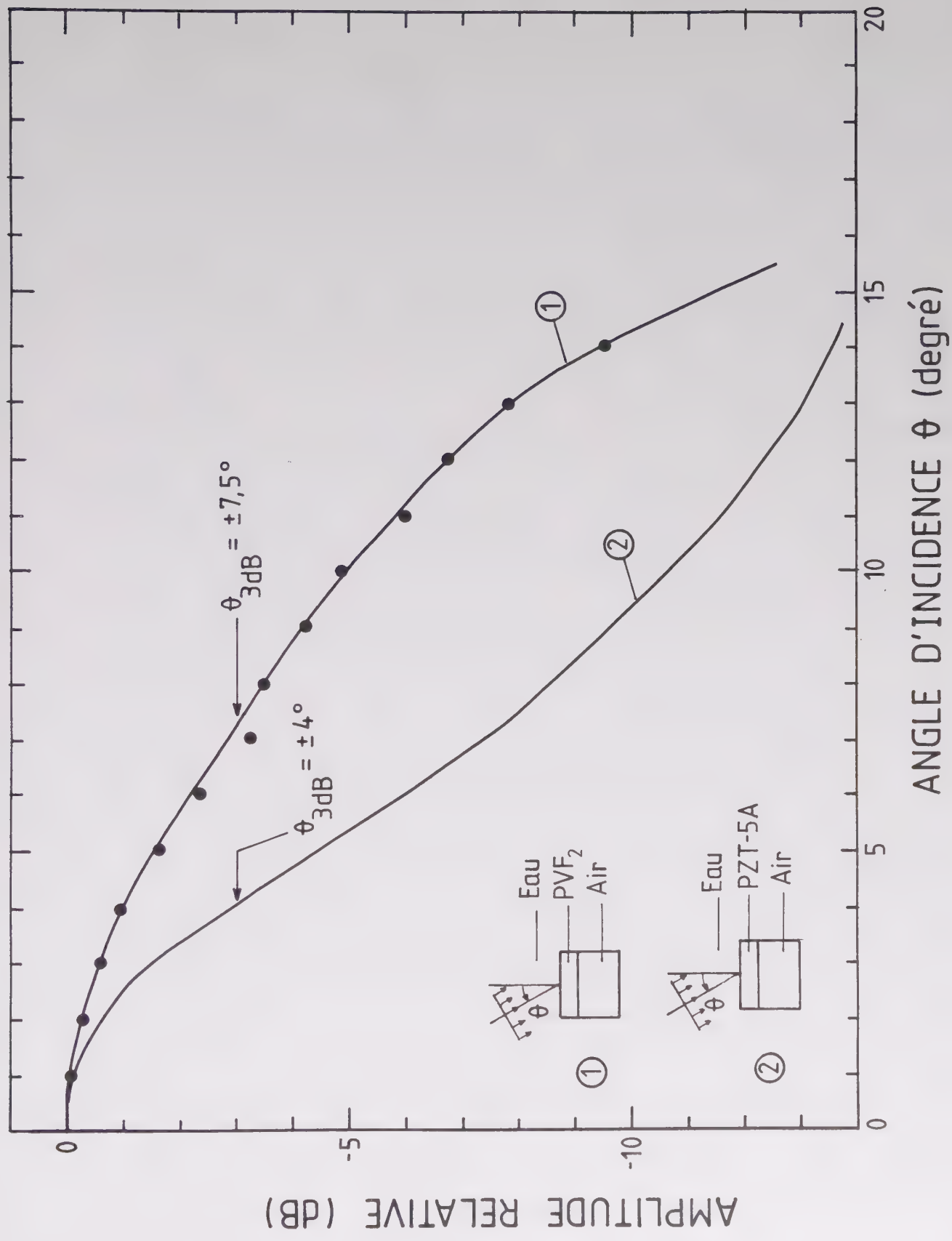


Fig.IV.6. Réponse angulaire des transducteurs en PVF_2 et en céramique piézoélectrique de configuration : Air-piézoélectrique - Eau.

IV - 3. COUPLAGES ENTRE ÉLÉMENTS DU RÉSEAU.

Les éléments adjacents d'un réseau de transducteurs doivent subir inconstestablement des couplages mutuels. Deux types de couplage se présentent : l'un de nature électrique et l'autre de nature acoustique.

Les effets de couplage se manifestent par l'apparition du signal électrique à l'émission sur les autres éléments du réseau, lorsque l'un d'entre eux est excité individuellement. Les mêmes effets se rencontrent aussi en réception, mais ils ne sont pas observables à cause du recouvrement de plusieurs éléments adjacents par le faisceau d'écho.

Les couplages inter-éléments conduisent à un élargissement de surface émettrice effective. Par conséquent, le diagramme de rayonnement de chaque transducteur élémentaire est très modifié (51).

IV-3.1. COUPLAGE DE NATURE ÉLECTRIQUE.

Le couplage électrique entre éléments du réseau est dû à l'effet capacitif. Chaque élément du réseau est assimilé à un condensateur dont les lignes de champ électrique ne sont pas perpendiculaires aux armatures dans les zones frontières. Entre deux éléments consécutifs, la matière inter élement joue le rôle d'un condensateur électrique de couplage. Le réseau de transducteurs est alors schématisé par une succession de condensateurs (voir Fig.IV-7.)

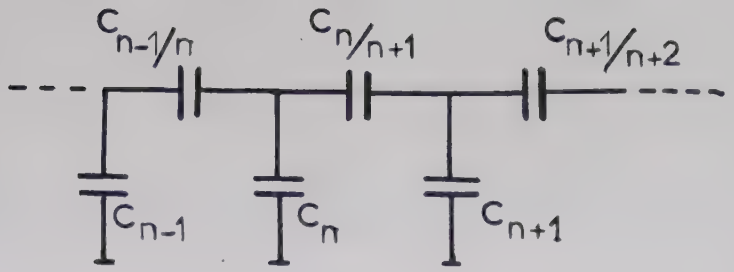


Fig.IV-7. Schéma équivalent électrique simple d'un réseau en présence de couplage électrique.

Pour diminuer l'effet du couplage électrique, des chercheurs (48) ont déposé des électrodes de masse intercalées entre les éléments actifs du réseau monolithique en céramique. Weinstein et al (52) ont repris les mêmes techniques pour des réseaux en PVF_2.

Il est nécessaire de connaitre la capacité inter élement car on peut en déduire les permitivités électriques ξ_{11} et ξ_{22} dans le plan du film (53).

En général, pour les réseaux conventionnels en céramique on enlève la matière inter-élement jusqu'à une profondeur maximale acceptable pour la rigidité de l'ensemble, mais les équipotentiels électriques peuvent encore passer dans les tunnels inter-éléments.

Un découpage de la céramique à 100% peut être envisagé si l'on a recours à la charge acoustique arrière qui joue également le rôle d'un support physique. Mais la face avant doit être protégée contre les infiltrations de l'eau ou du gel de contact.

IV-3.2. COUPLAGE DE NATURE ACOUSTIQUE.

Le couplage acoustique est la conséquence de la génération des ondes de différentes natures autre que les ondes longitudinales du mode épaisseur. Ces ondes parasites peuvent modifier le diagrammme de rayonnement des transducteurs élémentaires. B.Delannoy a montré que principalement les ondes de Lamb sont responsables de cette modification (51).Rappelons que les ondes de Rayleigh qui se propagent sur les deux faces, d'un milieu limité par deux plans parallèles, deviennent les ondes de Lamb, si l'épaisseur de ce milieu est voisine de la longueur d'onde. Selon les conditions aux limites, il peut y avoir deux types d'onde de Lamb : symétrique et anti-symétrique (voir Fig.IV.8.).

Fig.IV.8 - Ondes de Lamb
a) symétrique
b) antisymétrique

Dans les réseaux conventionnels en céramique, les ondes de Lamb peuvent se propager dans le matériau inter-élement lorsque le découpage est partiel. Elles peuvent également se propager dans les lames quart d'onde d'adaptation d'impédance. Elles peuvent être supprimer seulement dans le cas de découpage total de la céramique et de ses lames quart d'onde. Dans ce cas, un milieu arrière sera nécessaire pour supporter le réseau. Mais les ondes de Rayleigh peuvent être excitées et se propager sur une profondeur de deux fois la longueur d'onde dans ces milieux de charge arrière.

Le couplage acoustique est reconnu par les retards des signaux électriques sur les transducteurs adjacents du réseau, il est dû principalement à des ondes de Lamb. Les modes de Lamb symétrique et antisymétrique ont été calculés par Fugarson et Newhouse pour les céramiques PZT4 (54).

Les ondes de Lamb dans le PVF_2 ont fait l'objet de plusieurs études. Le calcul de dispersion des modes de ces ondes fait intervenir seulement les composantes C_{11}, C_{13} et C_{55} des constantes élastiques (55).

Les six premiers modes de Lamb ont été calculés par R.S.Wagers pour le film PVF_2 de Kuréha (30µm). Les courbes de dispersion des modes de Lamb dans le PVF_2 sont présentées dans la Fig.IV.9.

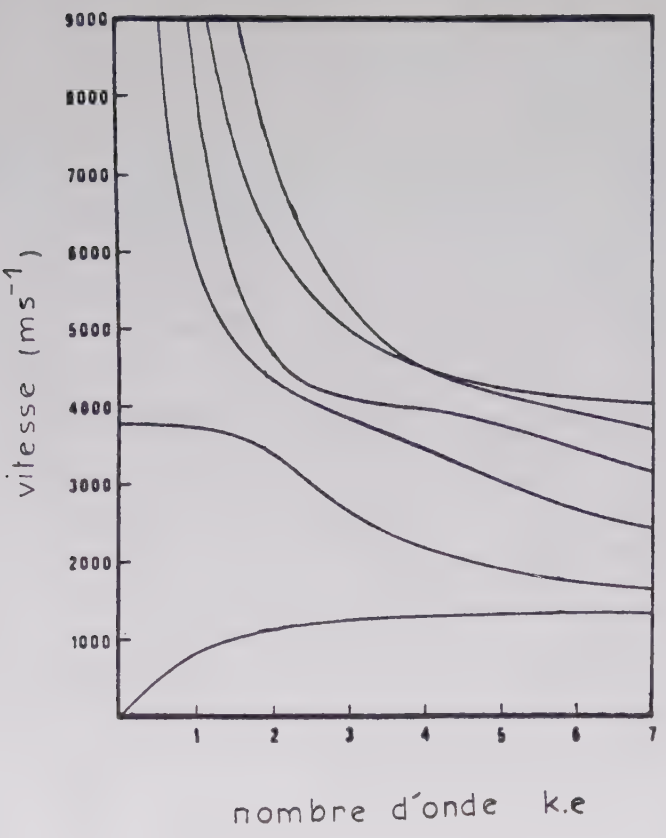


Fig.IV-9. Courbes de dispersion des modes de Lamb dans le PVF_2 (voir Réf.55)

Pour avoir un ordre de grandeur, la vitesse d'onde de Lamb correspondant au premier mode a été calculée avec les données de Wagers. A la fréquence centrale de 3 MHz et pour une épaisseur de 230 µm, la vitesse de Lamb d'ordre 0 est voisine de 1100 m/s. Ce qui conduit à un retard de 450 ns sur une distance de 500 µm.

Par suite du faible couplage acoustique dans le plan du film de PVF_2, il n'est pas nécessaire de faire appel aux techniques d'usinage des polymères dans l'azote liquide pour pouvoir les découper.

A titre de comparaison, les coefficients de couplage électromécaniques transverses du PVF_2, k_{31}= 10% et k_{32}=2%, sont très faibles devant ceux des céramiques $k_{31}= k_{32}= 30\%$.

En effet, appartenant au système orthorhombique classe de symétrie 2mm, le tenseur des coefficients piézoélectriques $| d_{ij} |$ du PVF_2 est donné par :

$$[d_{ij}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{24} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad \text{(IV-3.)}$$

Les coefficients de couplage électromécaniques transverses k_{31} et k_{32} sont exprimés par : (IV-4.) et (IV.5.)

$$k^2_{31\,(PVF_2)} = \frac{d^2_{31}}{\varepsilon_{33}} C_{11} = 10^{-2} \qquad \text{(IV-4.)}$$

$$k^2_{32\,(PVF_2)} = \frac{d^2_{32}}{\varepsilon_{33}} C_{32} = 4.10^{-4} \qquad \text{(IV-5.)}$$

C_{ij} et ξ_i étant les constantes élastiques et les permittivités électriques.

Un couplage acoustique minimal entre éléments du réseau est toujours recherché bien que les coefficients de couplage électromécaniques transverses k_{31} et k_{32} soient faibles pour les films PVF_2.

Une orientation du réseau (linéaire) dans le plan du film a une certaine influence sur le couplage acoustique. Ce qui n'est pas le cas pour les réseaux en céramique dont la classe de symétrie 6mm conduit à une égalité de k_{31} et k_{32}.

En effet, le réseau PVF_2 disposé perpendiculairement à l'axe d'étirement mécanique Ox_1 a un niveau de couplage entre deux éléments adjacents 2,5dB en dessous de celui d'une disposition parallèle. Les transducteurs élémentaires fonctionnant à 3,1MHz ont une largeur de 125µm et séparés d'un pas de 500µm (voir Fig.IV-10.).

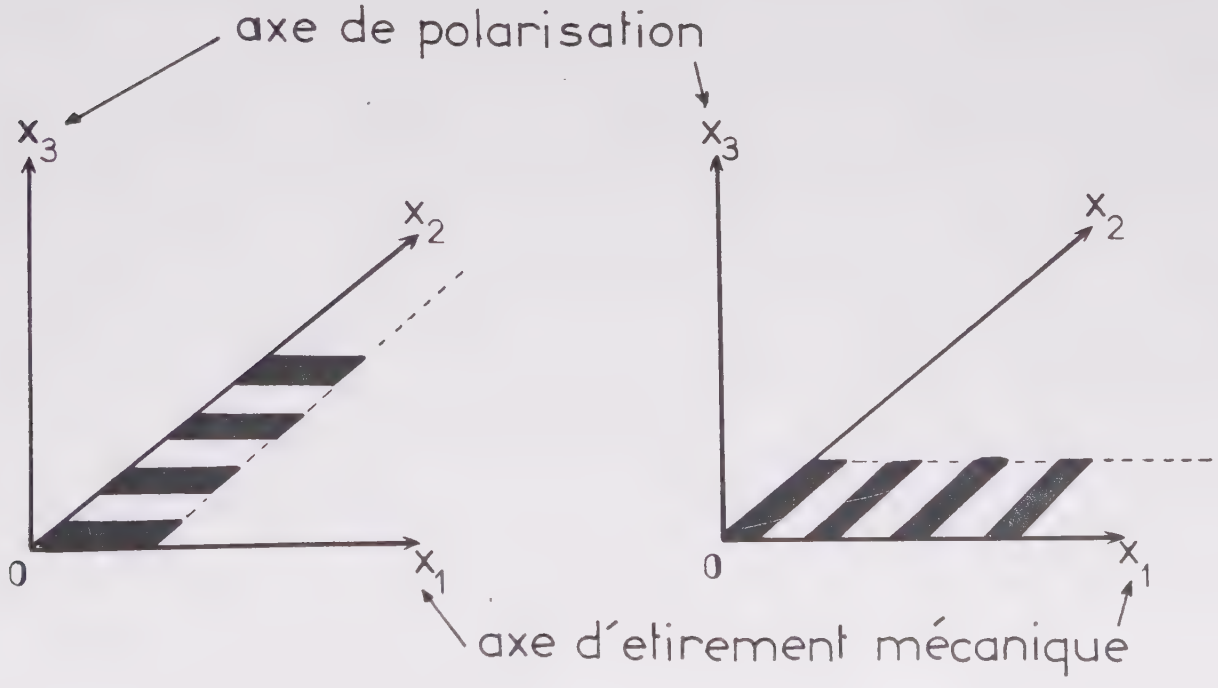


Fig.IV-10. Disposition du réseau dans le plan du film de PVF_2 : perpendiculaire et parallèle à l'axe d'étirement mécanique.

IV - RÉSEAUX MONOLITHIQUES EN PVF_2

IV - 4.1. TECHNOLOGIES DES RÉSEAUX DE TRANSDUCTEURS EN PVF_2

Les réseaux en céramique ont été réalisés par usinage dans la céramique et les connexions électriques ont été assurées par des soudures à l'étain. La réalisation des réseaux en PVF_2 fait appel à des techniques différentes de celles utilisées en céramique.

La matérialisation du réseau sur le film PVF_2 et la connexion électrique sont les problèmes majeurs de cette étude.

Dans la technique des réseaux monolithiques, les transducteurs élémentaires sont en général matérialisés par les électrodes déposées sur le matériau piézoélectrique. Il s'agit ici de déposer des électrodes métalliques sur un film mince en polymère piézoélectrique tel que le Polyfluorure de Vinylidène.

En raison de la dégradation du PVF_2 à partir d'une température de 70°C, ces électrodes métalliques ne peuvent être déposées que par évaporation sous vide. Le dépôt par pulvérisation cathodique est exclu à cause de la faible rigidité du matériau et de la méconnaissance des coefficients d'absorption thermique.

L'adhérence des couches métalliques déposées sur les polymères a fait l'objet de nombreuses études mais le phénomène reste encore mal expliqué. Récemment J.M.Burkstrand (56) a fait des observations d'interface métal-polymère par la photo - émission X sur différents types d'interface. Un traitement de surface du polymère par plasma d'oxygène avant le dépôt métallique peut améliorer considérablement l'adhérence. La formation d'un complexe polymère-oxyde métallique à l'interface a été mise en évidence et l'adhérence de la couche métallique sur le polymère a été attribuée à cette présence. La nature des atomes métalliques et la nature chimique du polymère ont une grande importance pour l'adhérence des couches métalliques. De bonnes adhérences ont été trouvées sur des polymères dont la chaine moléculaire contient des liaisons doubles carbonne - oxygène. Ainsi, les atomes métalliques viennent perturber ces liaisons et former des liaisons partielles avec les atomes d'oxygène.

En général, les métaux utilisés pour cet effet sont le nickel, le chrome, l'argent, l'or ou l'aluminium.
L'aluminium est le plus facile à déposer mais son inconvénient est sa faible résistance à l'oxydation lors des contacts avec l'eau.

Sur de grandes surfaces, les couches métalliques telles que l'aluminium adhèrent moins bien au PVF_2. Par conséquent, le dépôt des électrodes directement sur le PVF_2 n'est pas facile.

Weinstein (52) a déposé les électrodes du réseau sur la charge arrière en époxy. L'électrode de masse était portée par le film PVF_2 qui est collé à la charge arrière. Par ce moyen, la fréquence de fonctionnement de chaque résonateur

élémentaire est plus basse que la fréquence déterminée par le rapport largeur sur épaisseur $G = \frac{L}{H}$. La bande passante est relativement grande au dépens de la sensibilité de chaque transducteur.

. A cause du rapport $G = \frac{L}{H}$, les électrodes déposées sur film mince ont une largeur égale à plusieurs longueurs d'onde. La réponse angulaire de chaque transducteur est en effet plus réduite. Pour fonctionner à la fréquence 4,5MHz, avec une charge acoustique arrière très faible comme l'air, la largeur des électrodes déposées sur un film PVF_2 de 25µm doit être voisine de 225µm, soit 1,5 fois la longueur d'onde. Alors l'épaisseur du film de PVF_2 joue un rôle important dans la réalisation des réseaux monolithiques.

Les mêmes techniques de charge ramenée à l'arrière du PVF_2 ont été appliquées pour les réseaux en PVF_2 (57): les réseaux d'électrodes de cuivre sont déposés sur la charge acoustique solide arrière, mais le problème essentiel à résoudre est toujours le rendement de conversion de chaque transducteur élémentaire.

Dans notre cas, pour conserver la sensibilité maximale de chaque transducteur élémentaire avec une bande passante raisonnable, le réseau d'électrodes sera déposé sur film substrat et non sur la charge solide arrière. La charge acoustique arrière sera constituée de l'air ou d'un milieu poreux. Ce procédé a fait l'objet d'un brevet d'invention (58).

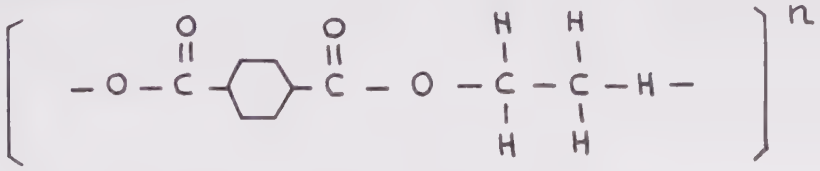
Le film substrat doit satisfaire à plusieurs conditions. Il doit avoir une impédance acoustique voisine de celle du PVF_2 pour éviter tout problème de réflexion et de glissement de fréquence. Une meilleure adhérence des électrodes est également demandée pour pouvoir réaliser des pas du réseau de l'ordre de la demi longueur d'onde. Dans ce cas, les lobes dûs à l'échantillonnage du champ de pression acoustique seront repoussés loin du lobe principal.

Au cours de cette étude, les recherches d'un tel substrat ont conduit au choix du film polymère non piézoélectrique comme le Polyéthylène Térephtalate (PETP) dont les propriétés intrinsèques seront présentées dans la suite.

IV -4.2. RÉSEAUX DÉPOSÉS SUR FILM SUBSTRAT NON PIÉZOÉLECTRIQUE

IV -4.2.A. FILM SUBSTRAT EN POLYÉTHYLÈNE TÉREPHTALATE (PETP)

Le Polyéthylène Térephtalate (PETP) est un polymère appartenant au groupe polyester saturé (14) dont la formule chimique s'écrit :



(IV.6.)

La présence des liaisons doubles carbonne-oxygène dans la chaine moléculaire est très favorable pour l'adhérence des électrodes métalliques du réseau (voir chapitre IV.4.1.)

La propriété de transparence optique du PETP a permis des mesures de constantes élastiques des films orientés par la méthode de diffraction de Brillouin (59).

La vitesse des ondes longitudinales suivant l'épaisseur du film est voisine de 2300m/m.
La permittivité électrique ξ_{33} du film substrat PETP a été mesurée dans notre laboratoire à l'aide d'un RX mètre. Dans la gamme de fréquence 1 - 10MHz, cette permittivité est voisine de 28pF/m, soit une permittivité relative ξ_r égale à 3,2.

IV -4.2.B. MODE DE FONCTIONNEMENT.

L'effet du substrat en PETP sur le fonctionnement d'un transducteur PVF_2 a été étudié expérimentalement au préalable sur le modèle unidimentionnel de Mason.

Des mono-transducteurs ont été réalisés selon une configuration dans laquelle une électrode est déposée sur le substrat PETP, l'autre étant portée par le PVF_2. Les deux films PVF_2 et PETP sont assemblés par collage à l'aide de résine d'époxy.

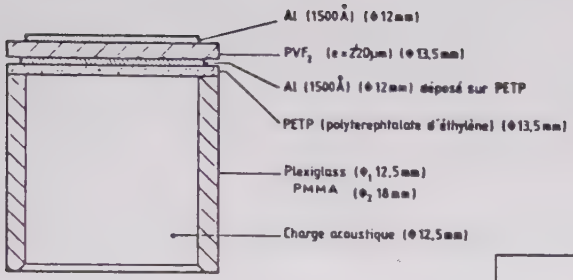
Différentes épaisseurs de film PETP ont été utilisées comme substrat pour un seul type d'échantillon PVF_2. Les caractéristiques des sondes réalisées ont été mesurées et présentées dans le tableau IV.2.

Ces résultats nous montrent que le film PETP dont l'épaisseur peut varier de 0,04 à 0, 5 fois la longueur d'onde, joue le rôle d'un substrat ne dégradant pas les performances propres de la sonde(voir FigIV.11).L'ensemble PVF_2 et PETP vibre selon le principe de Langevin.L'écart entre les fréquences de résonance du PVF_2 seul et de l'ensemble PVF_2+PETP peut aller de 6% à 30% sans réduction ni de la bande passante, ni de la sensibilité du transducteur.

Après adaptation électrique à la fréquence de résonance en mode demi onde, les sondes réalisées selon cette configuration conservent la brièveté de sa réponse impulsionnelle ainsi que sa pureté spectrale (voir Fig.IV.12.).

IV -4.2.c.TECHNIQUES DE FABRICATION D'UN RÉSEAU DE TRANSDUCTEURS EN PVF_2.

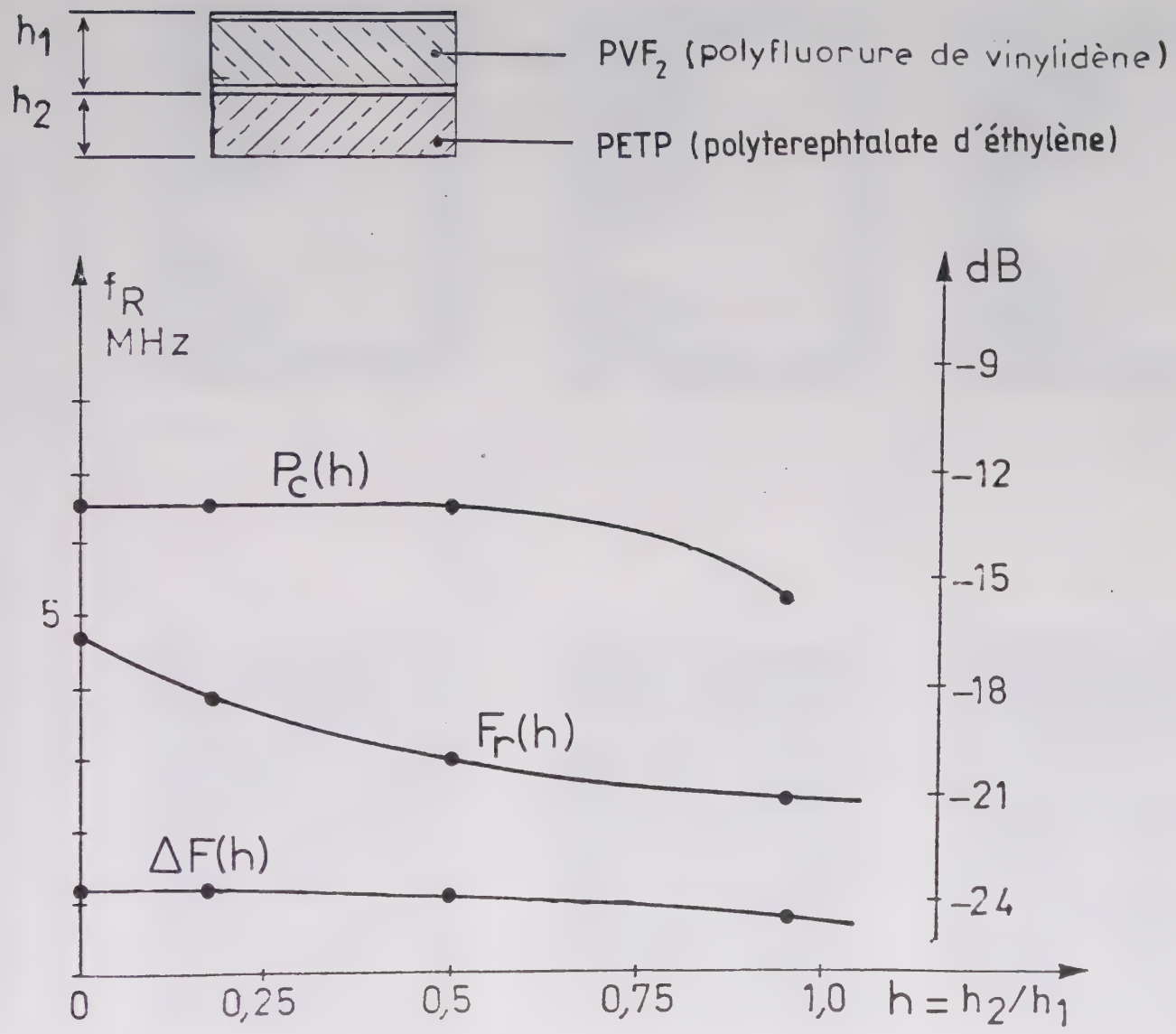
Selon la finesse des pas acoustiques du réseau (distance axe à axe entre deux éléments adjacents) deux techniques de dépôt des électrodes sur film substrat en PETP ont été utilisées. Pour des réseaux à pas acoustique supérieur ou égal à la longueur d'onde, le dépôt d'électrodes d'aluminium par évaporation sous vide à travers un masque métallique est retenu, car cette solution est simple et facile à mettre en oeuvre. Cependant, pour atteindre des pas acoustiques de l'ordre de la demi longueur d'onde dans l'eau (à 3MHz), la photogravure de la couche métallique est préférable.



Epaisseur PETP (µm)	mode demi onde en épaisseur totale PVF2+PETP					mode demi onde en épaisseur PVF2 seul				
	Mode	f_r (MHz)	P_c (dB)	Δf (MHz)	B_{3dB} (%)	Mode	f_r (MHz)	P_c (dB)	Δf (MHz)	B_{3dB} (%)
0	air eau	4,7	13	1,2	25					
40	air eau	3,8	13	1,2	32	air eau	7,6	24	1,1	15
100	air eau	3,2	13	1	30	air eau	6,4	20	1	16
200	air eau	2,4	15	0,8	33	air eau	5	13	1,1	23

Tableau IV.2.

INFLUENCE DU FILM SUBSTRAT P.E.T.P.
SUR LES CARACTERISTIQUES DU TRANSDUCTEUR



P_c : Pertes de conversion électromécanique

ΔF : Bande passante

F_r : Fréquence de résonance mode demi onde

Fig. IV. 11

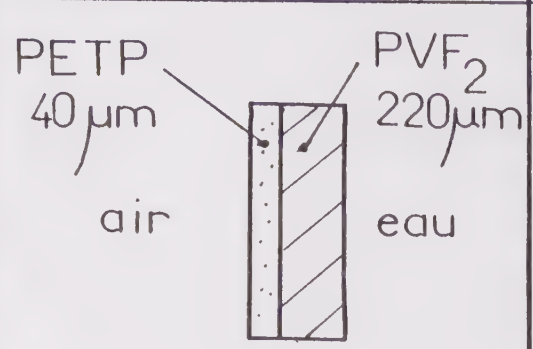
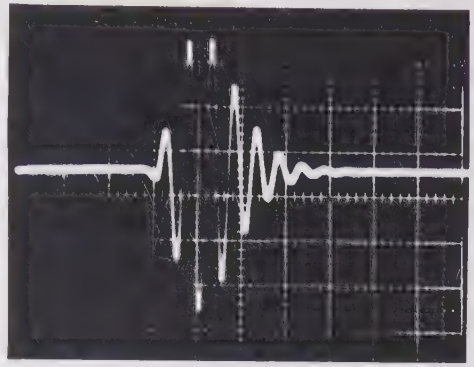
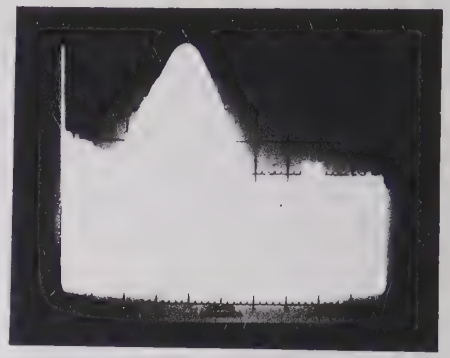
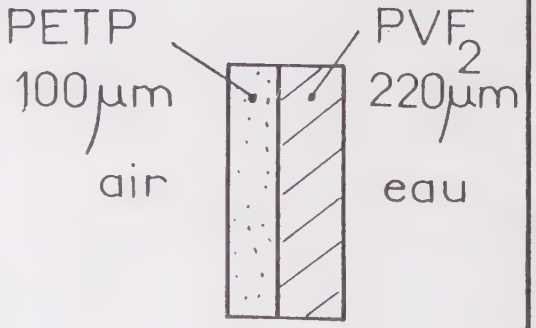
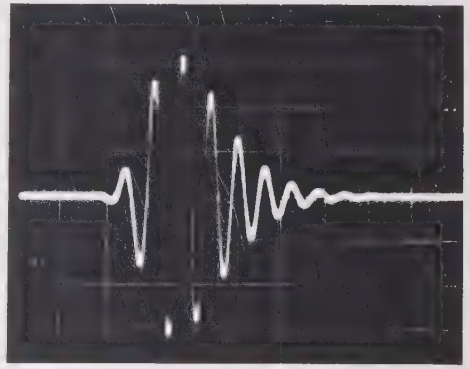
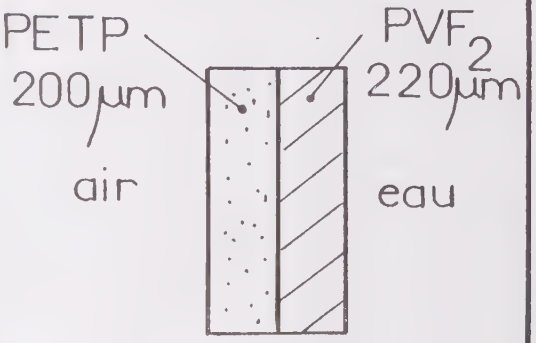
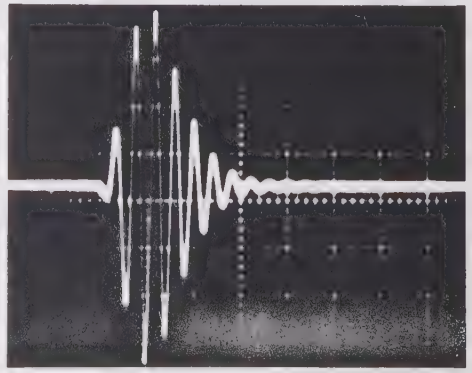
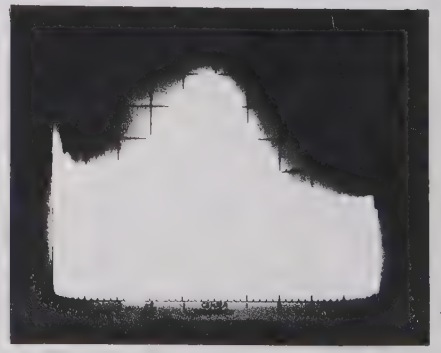
Schéma	Réponse temporelle	Réponse fréquencielle
	 0,5 µs/div	 f_r = 3,8 MHz 10 dB/div
	 0,5 µs/div	f_r = 3,2 MHz 10 dB/div
	 0,5 µs/div	 f_r = 5 MHz 10 dB/div

Fig. IV. 12.

Les masques métalliques utilisés pour ces dépôts d'électrodes ont été réalisés, au cours de cette étude, par attaque chimique d'une feuille en alliage bronze bérylium. A cause de la grande dimension des ouvertures totales des réseaux de transducteurs, le compromis entre la rigidité du masque et la régularité des franges a été respecté au mieux. Pour que la surface utile du masque (voisine de 36mm x 150mm) composée de franges du réseau et de liaison de connexion ait une rigidité raisonnable, l'épaisseur du masque doit être voisine de 100µm. Dans ce cas, l'attaque chimique est encore régulière. La Fig.IV.13. représente un réseau d'électrodes déposé par évaporation sous vide d'une couche d'aluminium d'épaisseur 1500 Å, et ceci à travers un masque métallique en bronze bérylium d'épaisseur 100µm. Les électrodes du réseau ayant chacune une largeur de 125µm, une longueur de 14mm, ont été séparées d'une distance axe à axe de 500µm. A la fréquence de fonctionnement de 3MHz,ce réseau présente 160 ouvertures; chacune d'entre elles étant séparée d'un pas égal à la longueur d'onde. Les liaisons de connexion ont été disposées alternativement d'un côté et d'un autre pour des raisons de couplage électrique inter-élément.

Récemment l'électroformage, autre technique de réalisation des masques à haute définition, a été utilisé. Ce procédé permet d'obtenir des masques ayant une rigidité et une planéité remarquables. La planéité des masques réalisés selon cette méthode est assurée par sa structure mono cristalline (sans impuretés, donc sans contrainte interne). Quant à la définition des bords, elle dépend de la structure cristalline du métal utilisé.

L'inconvénient d'une telle technique est le coût de réalisation trop élevé. Alors la photogravure classique a été choisie pour le dépôt des électrodes à très faibles pas acoustique. La Fig.IV.14. représente un réseau d'électrodes photogravé sur film PETP. Les électrodes du réseau ayant chacune une largeur de 125µm, une longueur de 14mm, sont séparées d'une distance axe à axe de 250µm. Pour une fréquence centrale de 3MHz, ce réseau près de 200 éléments présente un pas acoustique égal à la demi longueur d'onde. Les sorties de connexion de ce réseau sont disposées deux par deux alternativement d'un côté et d'un autre.

Le film de PVF_2 dont une face porte l'électrode de masse de dimension égale à l'ouverture totale du réseau, sera collé sur le substrat en PETP porteur du réseau d'électrodes. Le collage entre la face non métallisée du PVF_2 et la face porteuse du réseau d'électrodes du film PETP est réalisé à l'aide d'une résine d'époxy (colle d'Araldite). De cette façon, la dimension du film de PVF_2 sera égale à la dimension utile du réseau; alors aucun couplage acoustique n'est à craindre dans les régions de liaisons de connexion. Une lame quart d'onde en Polystyrène Butadiène (PSB) peut être collée à la face avant du réseau. L'ensemble film de PVF_2, substrat en PETP, et lame quart d'onde en PSB est ensuite collé sur un support rigide en Polyméthacrylate de Méthyle (PMMA) porteur d'une charge acoustique. La configuration d'un tel réseau est illustrée par le schéma de la Fig.IV.15.

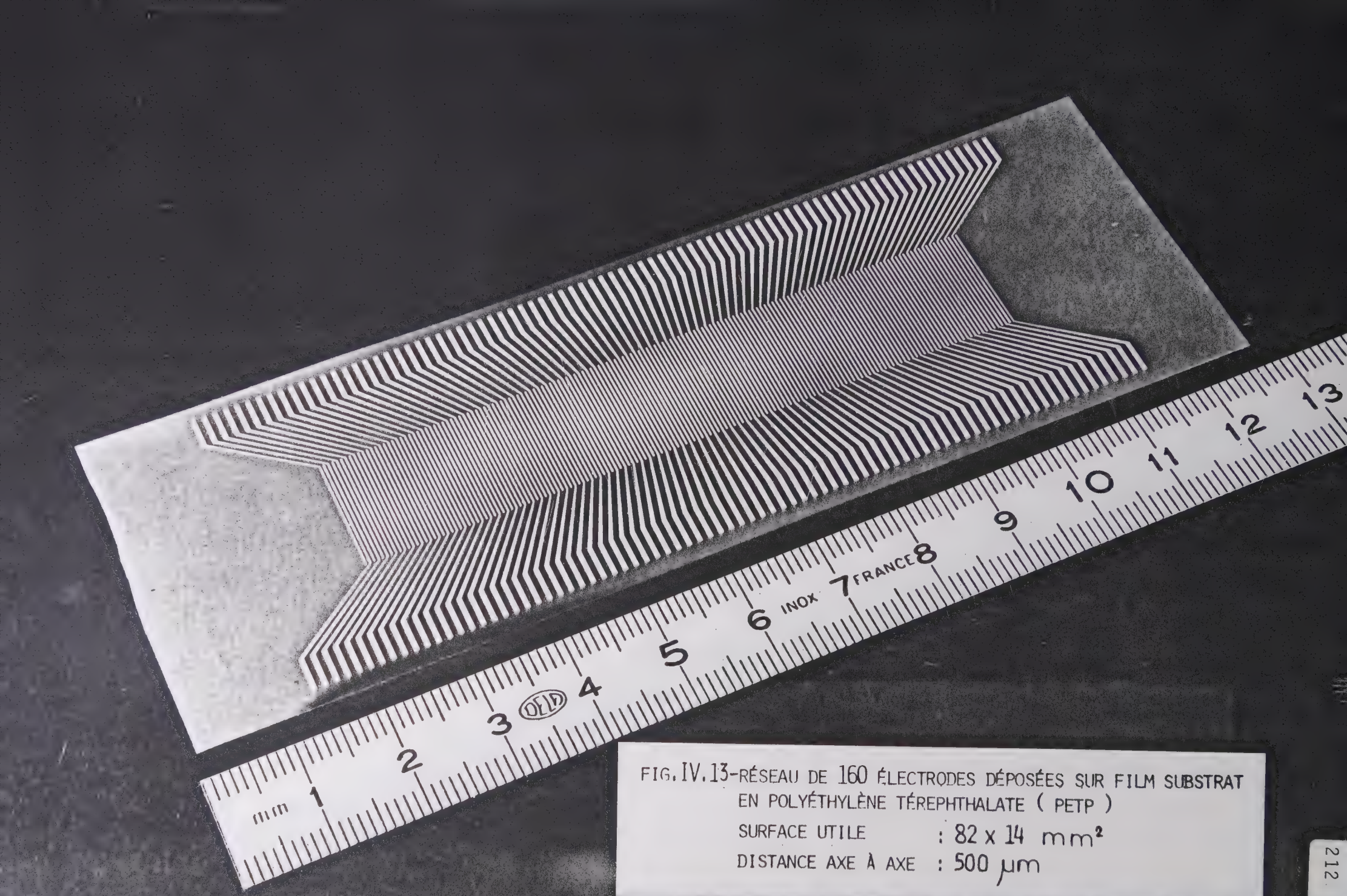


FIG. IV.13-RÉSEAU DE 160 ÉLECTRODES DÉPOSÉES SUR FILM SUBSTRAT EN POLYÉTHYLÈNE TÉREPHTHALATE (PETP)

SURFACE UTILE : 82 x 14 mm^2

DISTANCE AXE À AXE : 500 μm

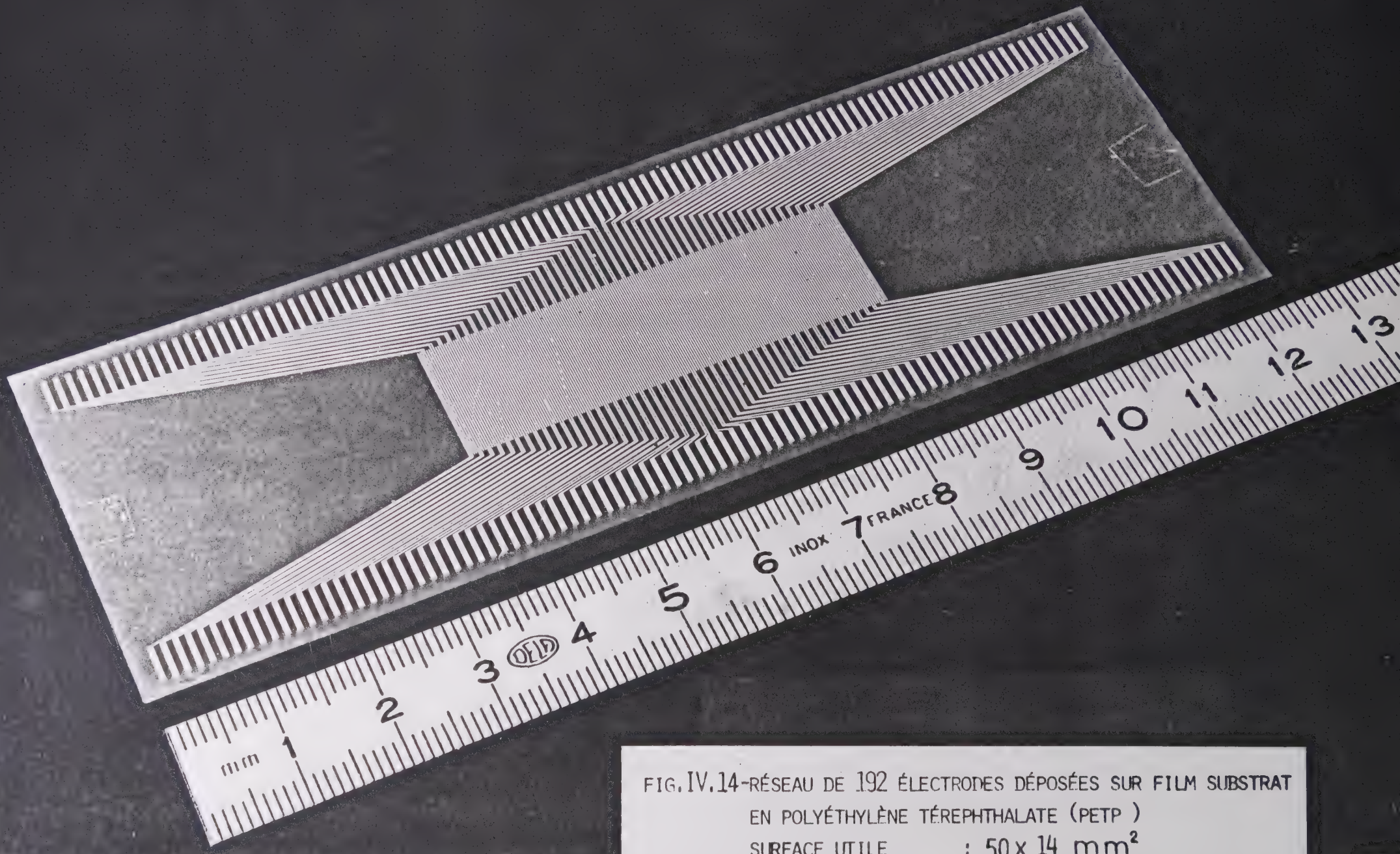


FIG. IV.14-RÉSEAU DE 192 ÉLECTRODES DÉPOSÉES SUR FILM SUBSTRAT EN POLYÉTHYLÈNE TÉREPHTHALATE (PETP)

SURFACE UTILE : 50 x 14 mm^2

DISTANCE AXE À AXE : 250 μm

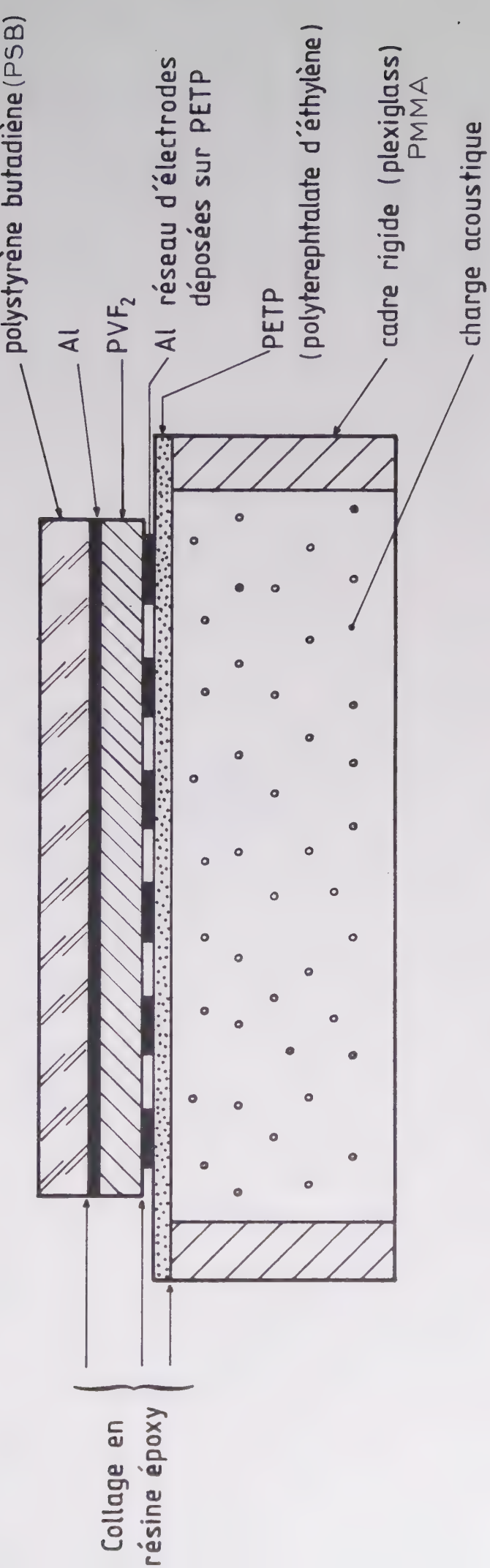


Fig.IV.15. Configuration de réseau de transducteurs en PVF_2.

IV-4.3. RÉSEAU LINÉAIRE EXPÉRIMENTAL EN PVF_2

IV-4.3.A. CARACTÉRISTIQUES MÉCANIQUES ET ÉLECTRIQUES.

Le premier réseau expérimental a été réalisé selon le principe de réseau déposé sur film substrat non piézoélectrique décrit au chapitre IV.4.2. et schématisé dans la Fig.IV.16. L'ensemble est monté avec les circuits d'adaptation électrique dans un boitier étanche (voir Fig. IV.17.).

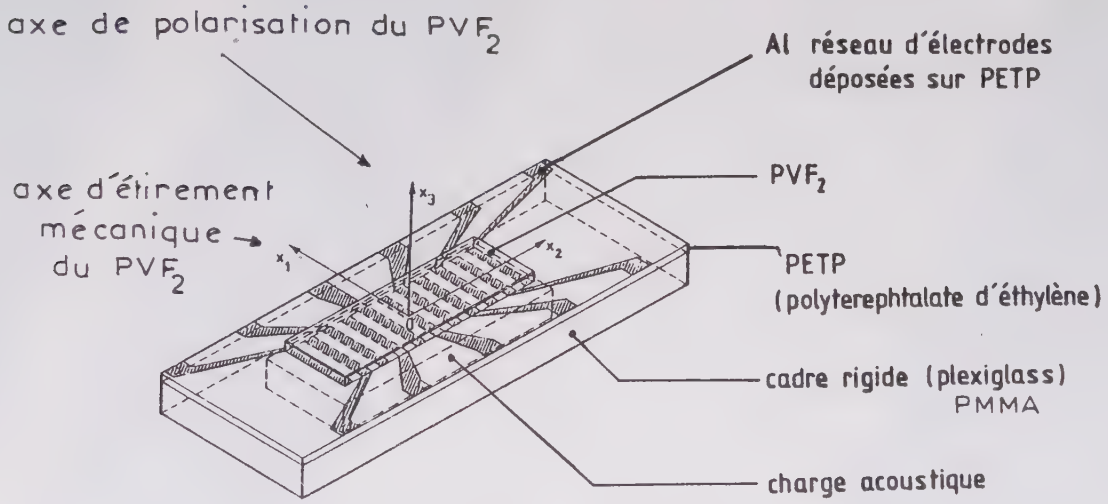


Fig.IV.16.

Ce réseau comporte 160 transducteurs dont la dimension élémentaire a été choisie pour fonctionner à 3,2MHz. Le rapport largeur L (125 µm) sur épaisseur e (225 µm)est égal à 0,54. Chaque élément du réseau a une longueur de 14mm. La distance entre axe de deux éléments adjacents a été choisie égale à la longueur d'onde, soit 500 µm. (voir Fig.IV.13.)

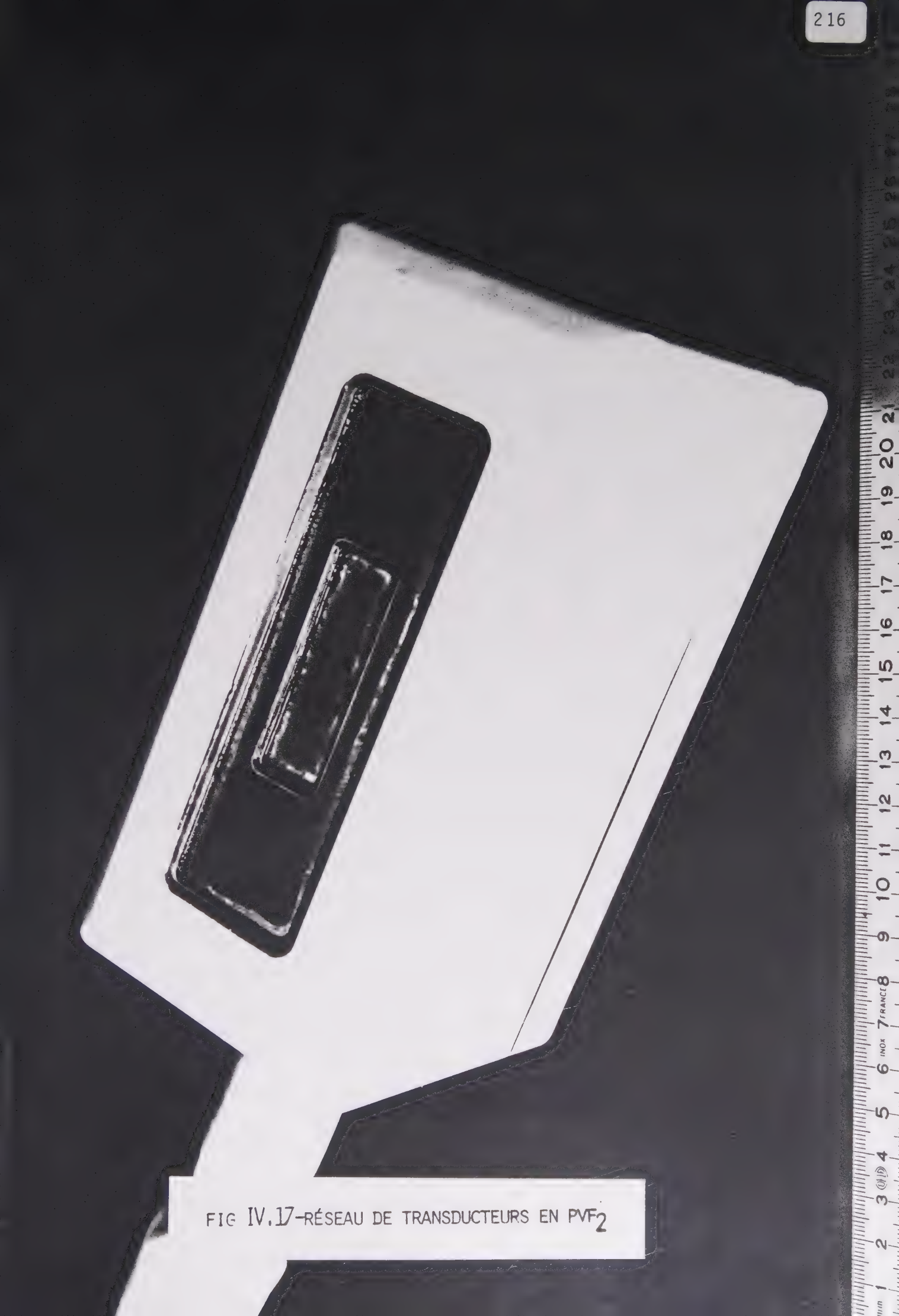


FIG IV.17-RÉSEAU DE TRANSDUCTEURS EN PVF_2

L'ouverture élémentaire à la fréquence de fonctionnement est égale à 4 longueurs d'onde, soit une ouverture totale de 1500 longueurs d'onde. Le schéma de la Fig.IV.18. résume les caractéristiques dimensionnelles du réseau.

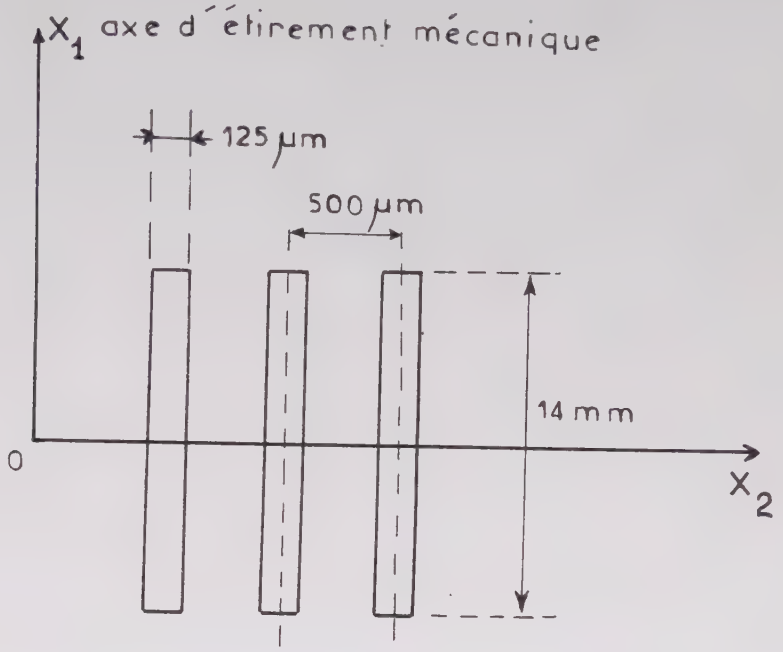


Fig.IV-18.

Chaque transducteur élémentaire a une partie réelle Re (Z) de l'impédance électrique intrinsèque voisine de 500Ω et une capacité statique de l'ordre de 1pF. La variation de Re (Z) en fonction de la fréquence (1-20MHz) est montrée par la courbe de la Fig.IV.19. L'adaptation électrique à large bande autour de la fréquence de résonance de chaque transducteur est assurée par un transformateur d'impédance torique. La variation en fonction de la fréquence (1-5MHZ) des parties réelles Re (Z) et Jm (Z) de l'impédance électrique après adaptation est présentée dans la Fig.IV.20.

L'impédance électrique d'un transducteur piézoélectrique varie inversement avec sa surface émettrice. En effet, lorsque 100 éléments de ce réseau sont mis en parallèle sa surface active est réduite à 370 longueurs d'onde et la partie réelle de son impédance électrique Re (Z) est voisine de 50Ω (voir Fig.IV.21.) à 3,2MHz. Pour de grandes surfaces émettrices, l'adaptation électrique est encore plus facile à réaliser; cette adaptation se réduit à une compensation de la partie imaginaire de l'impédance électrique intrinsèque.

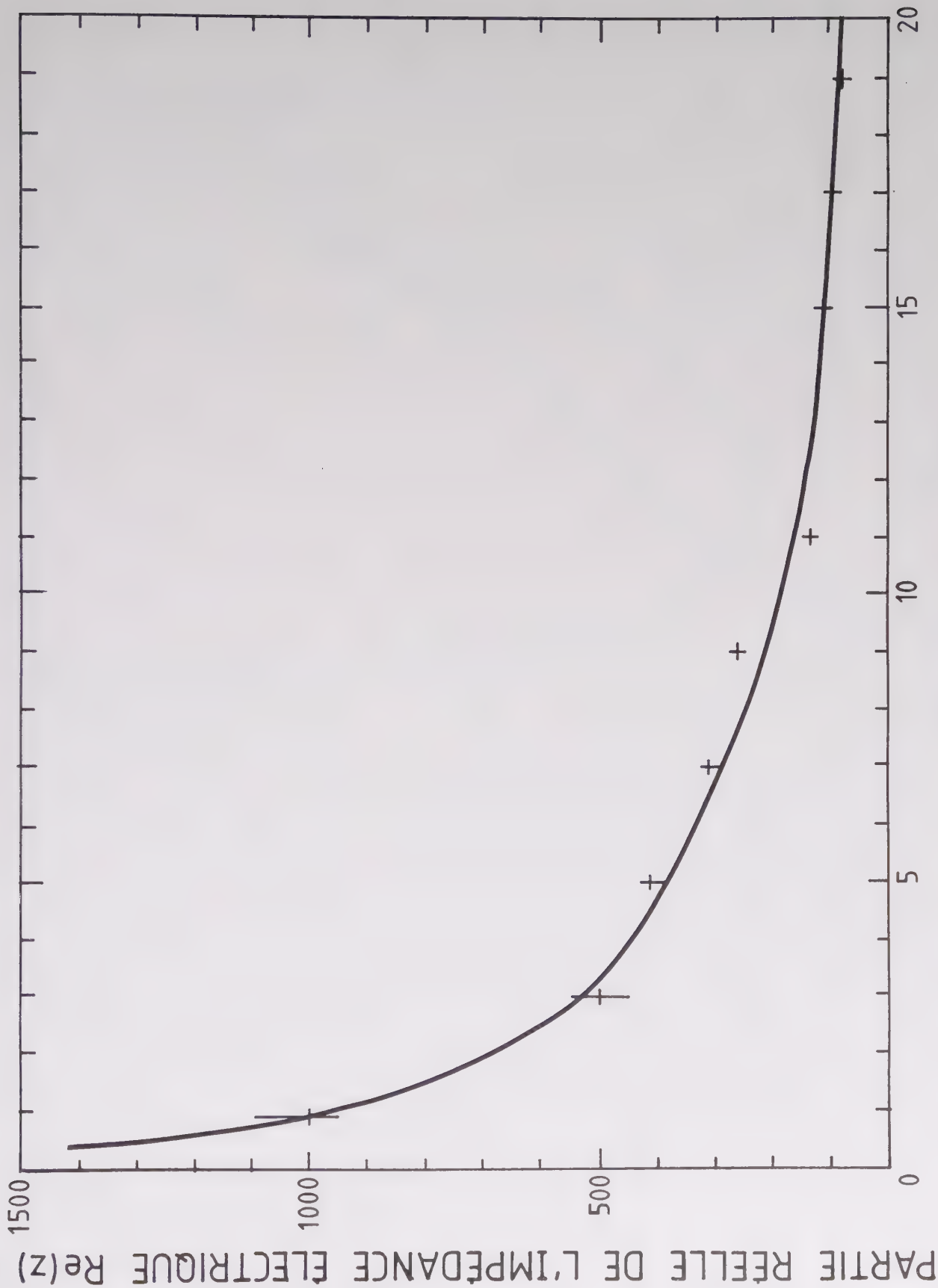


Fig.IV.19. Partie réelle de l'impédance électrique intrinsèque d'un élément du réseau.

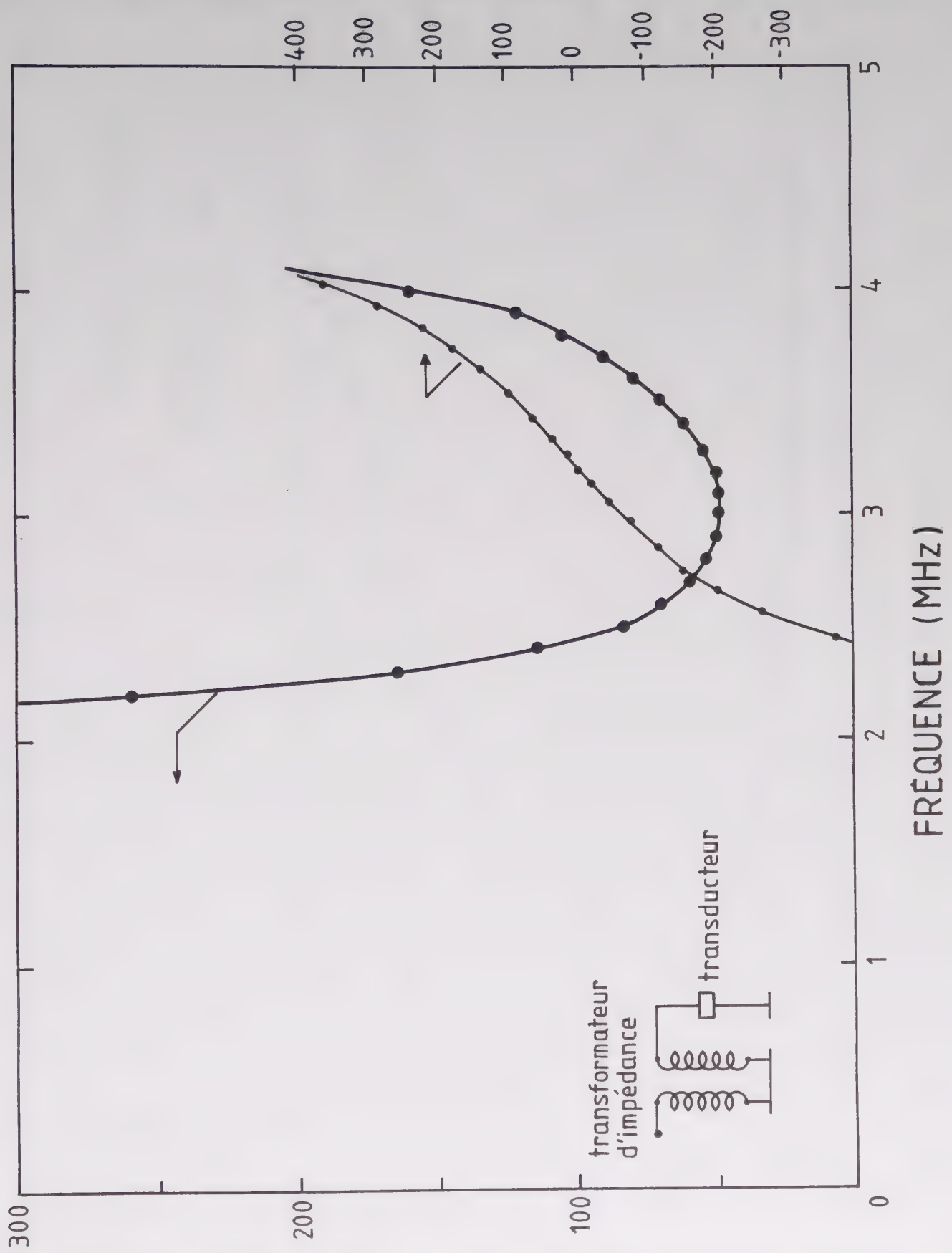


Fig.IV.20. Impédance électrique d'un élément du réseau .

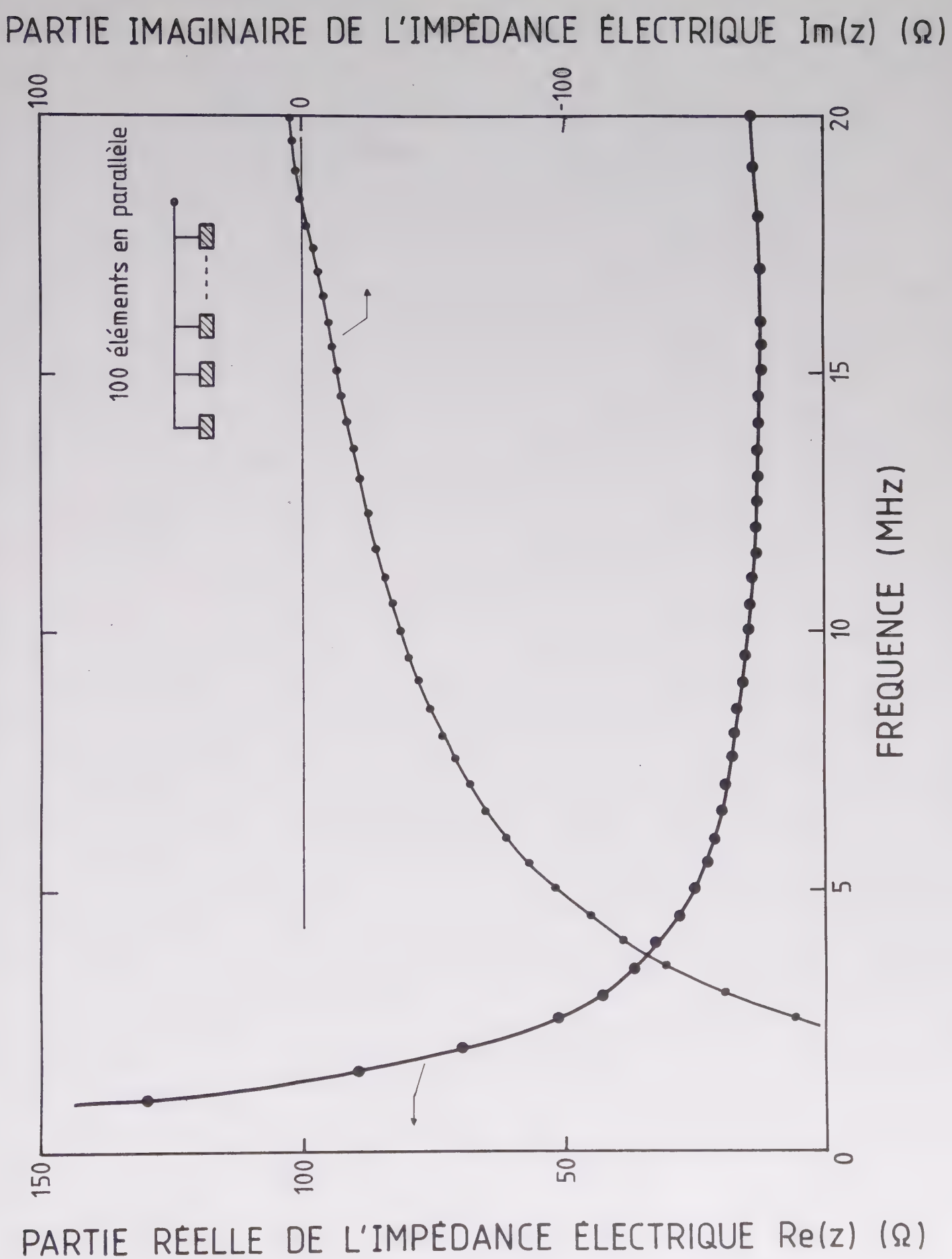


Fig.IV.21. Impédance électrique intrinséque de 100 éléments du réseau mis en parallèle.

4.3.B.MODE DE VIBRATION DES ÉLÉMENTS DU RÉSEAU.

Le modèle à deux dimensions de A.R.Selfridge (45) a été utilisé pour obtenir la fréquence de fonctionnement en mode de réseau d'un transducteur élémentaire en PVF_2. D'après les courbes dispersion des modes de la Fig.IV.1., un transducteur élémentaire en forme de parallélépipède rectangle d'épaisseur H= 230µm, de largeur L= 125µm et de longueur L'=14mm (voir Fig.IV.22.) a pour fréquence centrale théorique f = 3,4MHz. En effet, le rapport L sur épaisseur H égal à 0,54 conduit à la relation (IV.7.) obtenue à l'aide de la courbe de la Fig.IV.1.

$$\frac{2fH}{V} = 0,75 \qquad \text{(IV.7.)}$$

V étant la vitesse ultrasonore dans la direction perpendiculaire au film de PVF_2 ($V \simeq 2100 ms^{-1}$). Selon les mêmes courbes dispersion des modes de la Fig.IV.1., la fréquence de résonance du mode transverse de cet élément est égale à 8,7MHz.

Dans la pratique, la fréquence de fonctionnement en mode de réseau de ce transducteur est égale à 3,2MHz à cause de fortes pertes élastiques du PVF_2. Cette fréquence a été déterminée par l'analyse de la réponse fréquencielle du transducteur fonctionnant en émission-réception (voir Fig.III.44.); le réflecteur acoustique est placé à l'intérieur de son champ proche (moins de 4mm de la surface émettrice).

La réponse fréquencielle du transducteur est montrée dans la Fig.IV.23. Aucun mode transverse est décelé dans le spectre de fréquence ni pour un transducteur élémentaire, ni pour un regroupement de plusieurs transducteurs (100 éléments en parallèle) dont la réponse fréquencielle est montrée dans la Fig.IV.24. Ceci est dû aux faibles coefficients de couplage électromécaniques k_{31} et k_{32} du PVF_2.

Alors nous pouvons dire que chaque élément du réseau vibre en mode pur .

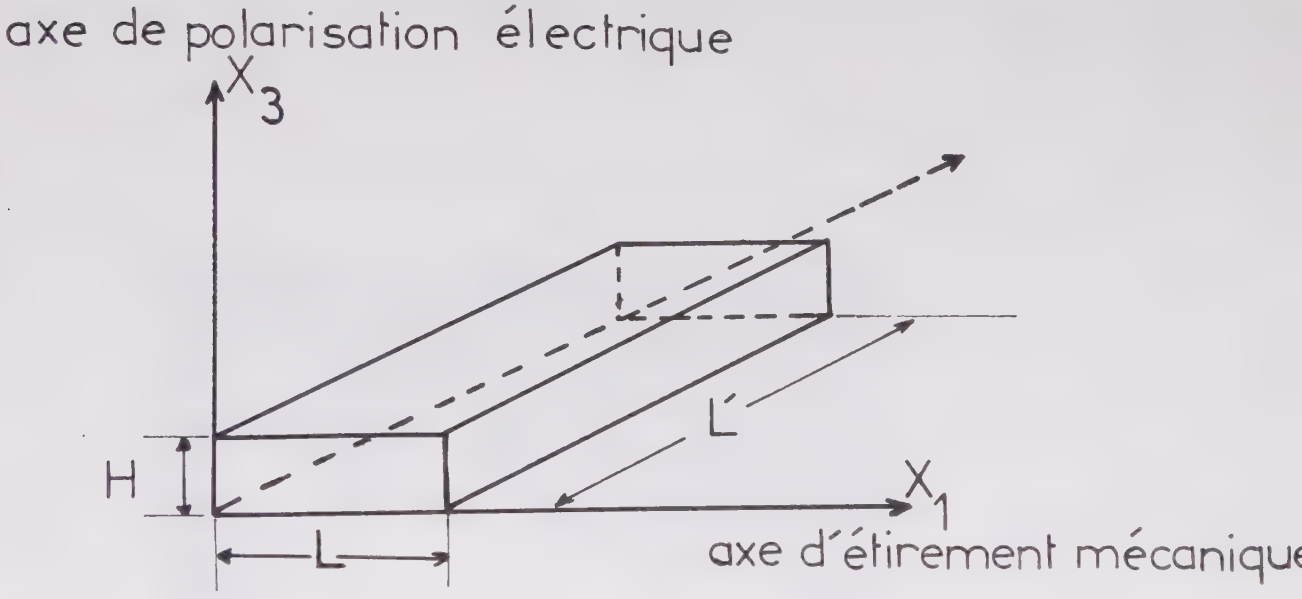
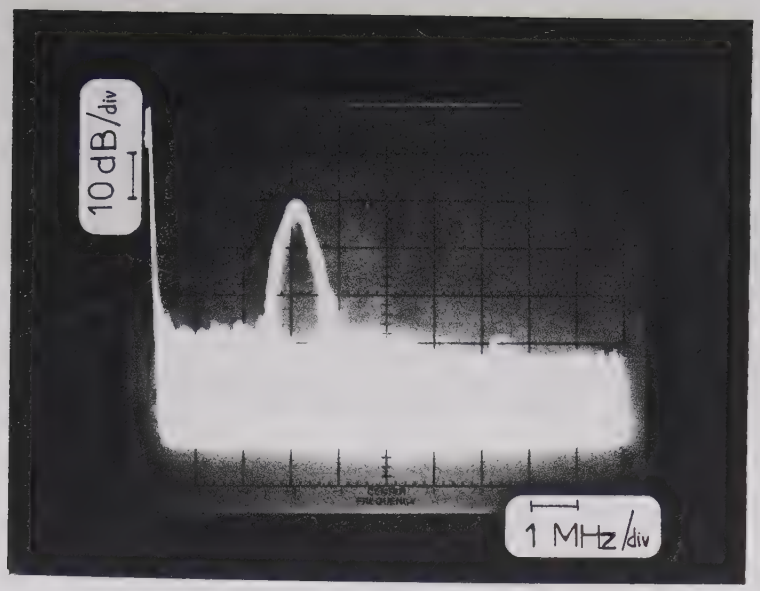
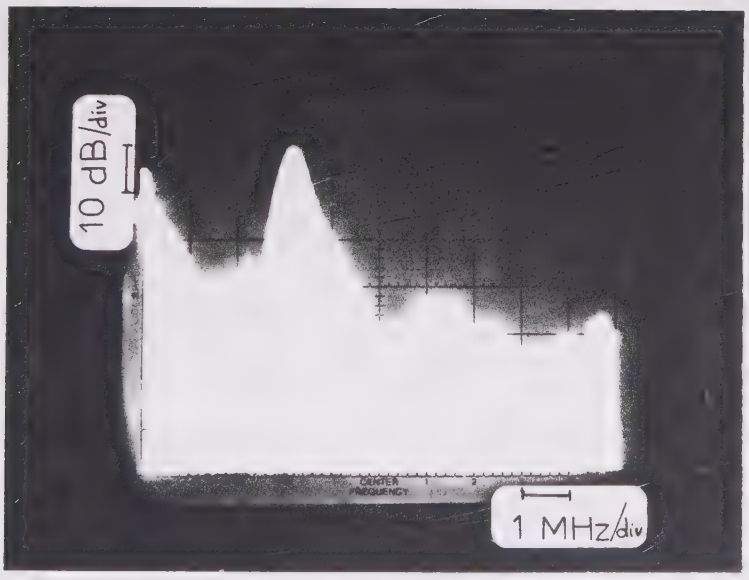


Fig. IV. 22.



$F_r = 3{,}2$ MHz

Fig.IV.23. REPONSE FREQUENCIELLE D'UN ELEMENT DU RESEAU DE TRANSDUCTEURS EN PVF_2 (G = L/H = 0,54)



$F_r = 3{,}2$ MHz

Fig.IV.24. REPONSE FREQUENCIELLE DE 100 ELEMENTS EN PARALLELE

4.3.c. COUPLAGES INTER-ÉLÉMENTS.

Les couplages entre les éléments d'un réseau de transducteurs en PVF_2 sont essentiellement de nature électrique. Il est donc très important de perfectionner les conditions d'adaptation électrique de chaque transducteur élémentaire.

- ADAPTATION ELECTRIQUE.

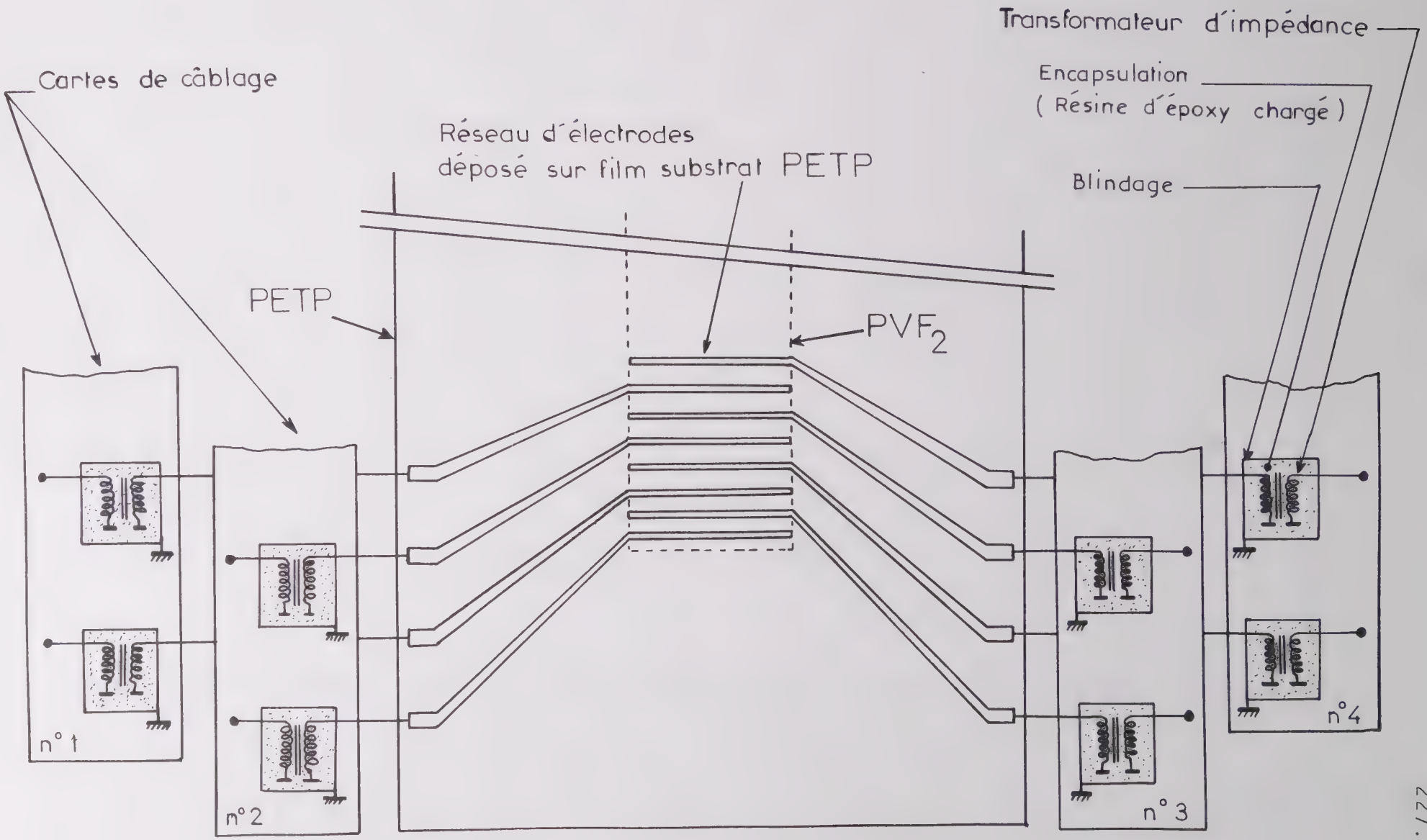
Dans le cas de mono-transducteur, la capacité statique d'une sonde d'ouverture 40 longueurs d'onde est voisine de 30pF le circuit d'adaptation d'impédance électrique peut être placé relativement près du film de PVF_2 pour garder un faible niveau de bruits. Cependant, dans le cas de notre réseau de transducteurs, l'ouverture de chaque transducteur élémentaire est très faible (4 longueurs d'onde). La capacité statique de chaque élément est voisine de 1pF. Par conséquent,pour conserver un faible niveau de bruits, le circuit d'adaptation électrique doit être placé tout près du transducteur.
Comme le couplage électrique est dû principalement au problème de liaison entre le transducteur lui même avec son circuit d'adaptation électrique, ainsi que l'interraction électromagnétique entre les transformateurs d'adaptation d'impédance, l'adaptation électrique doit être optimisée. Chaque circuit d'adaptation d'impédance constitué par un transformateur d'impédance torique (H32 LCC) enrobé dans une résine d'époxy chargé, est blindé par un boitier métallique relié à la masse. A l'aide d'une disposition alternative des électrodes de connexion du réseau (voir Fig.IV.25.), chaque transducteur élémentaire est totalement isolé électriquement avec ses deux voisins.

- MESURES DE COUPLAGE.

Les couplages inter-éléments ont été mesurés à l'émission; le réseau de transducteurs dont chaque élément est adapté électriquement à 50Ω à 3,2MHz, rayonne dans l'eau. Un signal sinusoïdal de fréquence 3,2MHz est appliqué à un des transducteurs, les autres étant fermés chacun sur une charge de 50Ω. On observe le signal apparu aux bornes de la charge 50Ω. La répartition des niveaux de couplages à l'émission est illustrée par la courbe de la Fig.IV.26. Le niveau de couplage entre deux transducteurs adjacents est à -31dB. La courbe de la Fig.IV.26. montre le plus fort couplage (-13dB) situé à 4 pas acoustiques du transducteur émetteur. Ceci est dû au câblage sur les cartes imprimées, support des circuits d'adaptation électrique; toutes les lignes de connexion des transducteurs séparés de 4 pas acoustiques se trouvent côte à côte sur la même carte imprimée. Ce niveau de couplage peut être encore réduit par blindage des lignes de connexion électrique.

Le blindage du transformateur d'adaptation d'impédance joue un rôle très important dans le couplage inter-éléments. Les mesures expérimentales de couplage entre éléments adjacents dans les deux cas : transformateur blindé et transformateur non blindé, montrent une amélioration de plus de 10dB du niveau de couplage dans le premier cas.

Fig.IV.25. SCHEMA ELECTRIQUE DU RESEAU DE TRANSDUCTEURS EN PVF_2



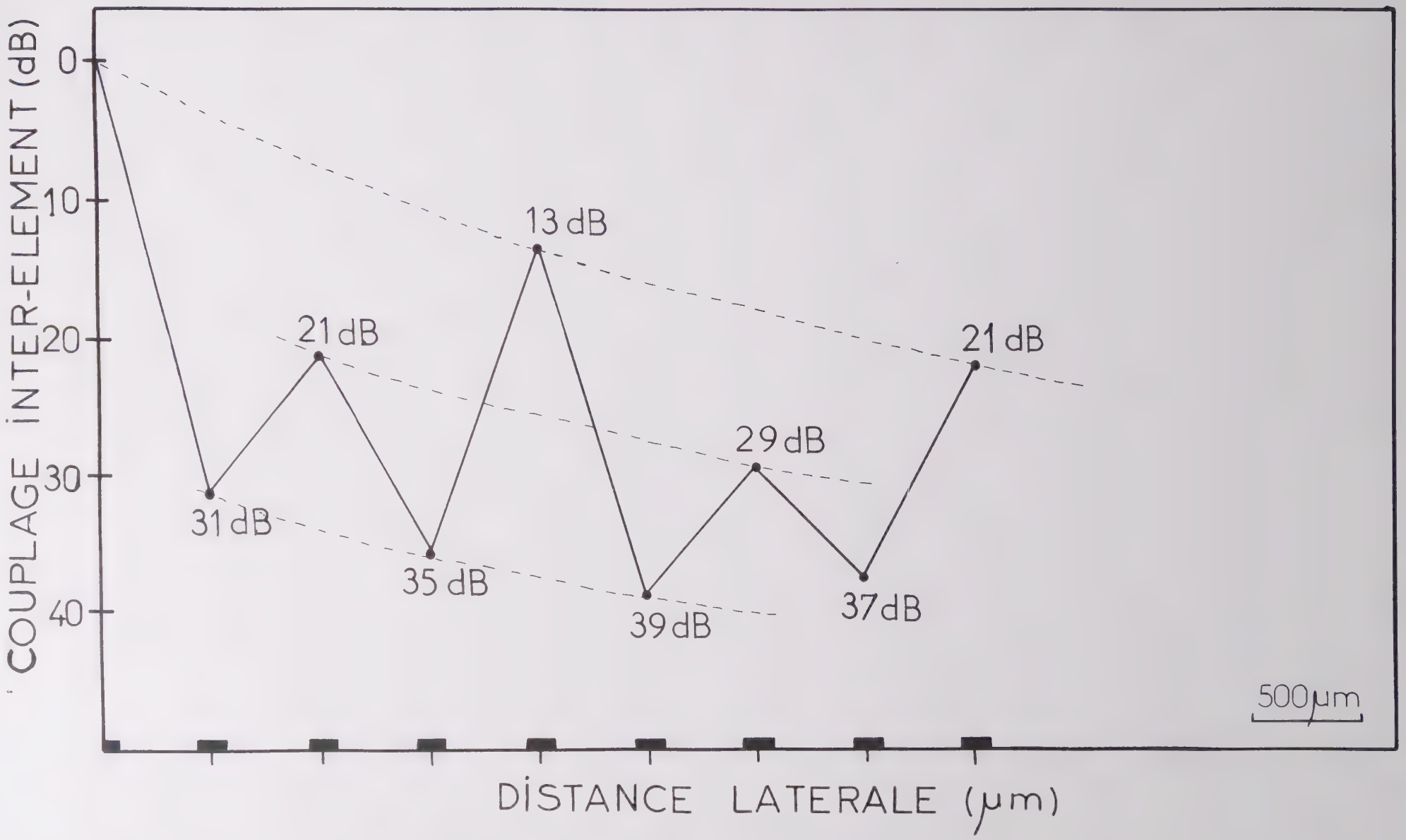


Fig.IV.26. Niveau de couplage inter élément à l'émission du réseau de transducteurs en PVF_2

(valeurs expérimentales)

4.3.D. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT.

D.1. RÉPONSE ANGULAIRE D'UN ÉLÉMENT DU RÉSEAU :

La réponse angulaire d'un transducteur élémentaire a été relevé en régime harmonique (3,2MHz) selon le montage de mesure schématisé par le graphique de la Fig.IV.4. Le transducteur élémentaire étant adapté à 50Ω, fonctionne en récepteur. Les autres transducteurs du réseau sont en court-circuit. L'onde plane harmonique est émise sous incidence oblique θ à l'aide d'une sonde émettrice placée à l'intérieur du champ proche du transducteur élémentaire (inférieur à 4mm). La réponse angulaire θ à 3dB de cet élément du réseau est illustrée par la courbe de la Fig.IV.27.

D.2. FOCALISATION :

- LOI DE RETARD.

Une focalisation à distance focale fixe a été réalisée à l'aide des lignes à retard à constantes localisées (DPI-FT220 SECRE). Un retard fixe est appliqué à chaque élément d'un réseau de 30 transducteurs pour former une ouverture focalisante de trente longueurs d'onde. Cette loi de retard théorique a été déterminée par calcul numérique pour focaliser le faisceau ultrasonore à 122mm de distance focale théorique (équivalence du rayon de courbure d'une ouverture en calotte sphérique).

La figure IV.28. illustre le réseau de 30 transducteurs avec leurs retards théoriques et expérimentaux. Les retards expérimentaux ont été mesurés en régime impulsionnel par rapport au maximum de l'impulsion appliquée au transducteur placé le plus loin de l'axe du réseau. Les tensions électriques ont été mesurées aux bornes du circuit d'adaptation d'impédance de chaque transducteur.

- CHAMP DE PRESSION ACOUSTIQUE EN REGIME IMPULSIONNEL :

Le champ de pression acoustique de cette ouverture focalisante a été relevé expérimentalement en régime impulsionnel. Un hydrophone de diamètre actif inférieur à la longueur d'onde dans l'eau est déplacé par pas de 100µm devant ce réseau. Les courbes de pression relative ont été tracées pour plusieurs plans perpendiculaires à l'axe du réseau (voir Fig.IV.29.). L'ouverture du faisceau ultrasonore est montrée dans la Fig.IV.30. La largeur de la tache focale est égale à 4,5mm. La distance focale réelle (maximum de pression acoustique sur l'axe du réseau) est inférieure à la distance focale théorique et égale à 72mm. Ceci est dû aussi au phénomène d'interférence des ondelettes issues des points de sources.

- PERTES DE CONVERSION ELECTROMECANIQUE :

Les pertes de conversion électromécanique de ce réseau, mesurées à la fréquence de fonctionnement de 3,2MHz, sont égales à 15dB.

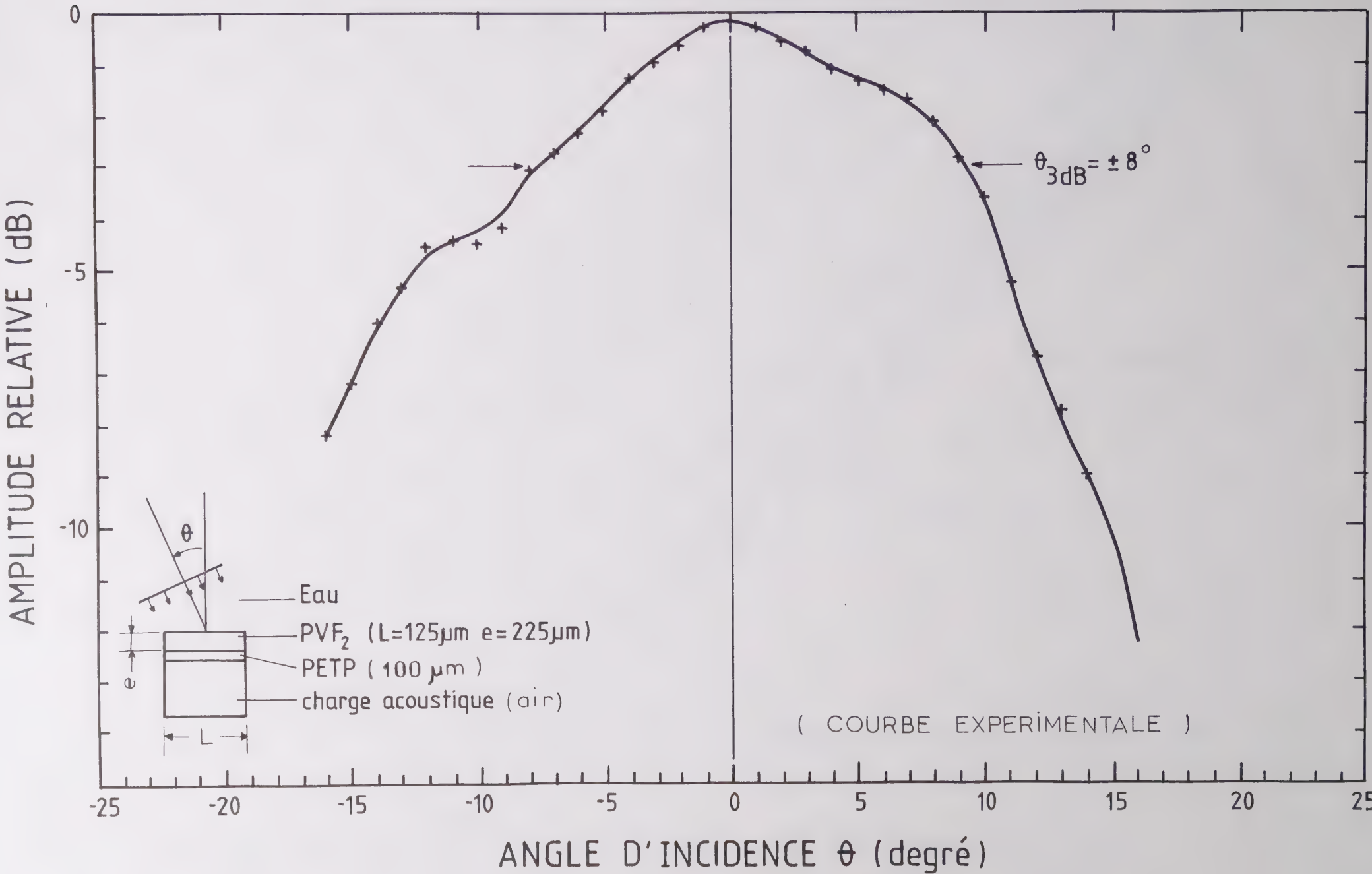
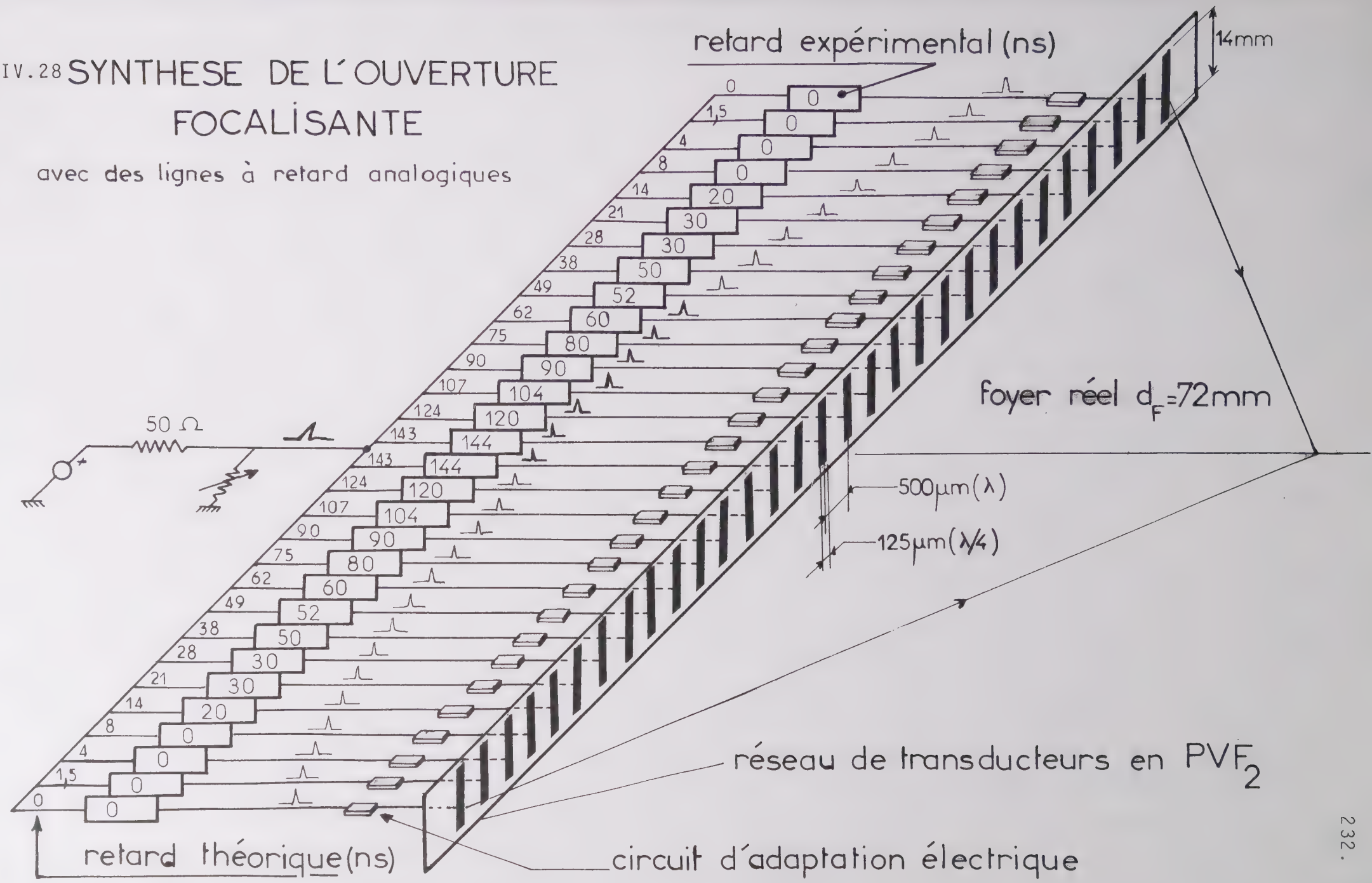


Fig.IV.27. Réponse angulaire d'un élément du réseau de transducteurs en PVF_2.

ig. IV.28 SYNTHESE DE L'OUVERTURE FOCALISANTE

avec des lignes à retard analogiques



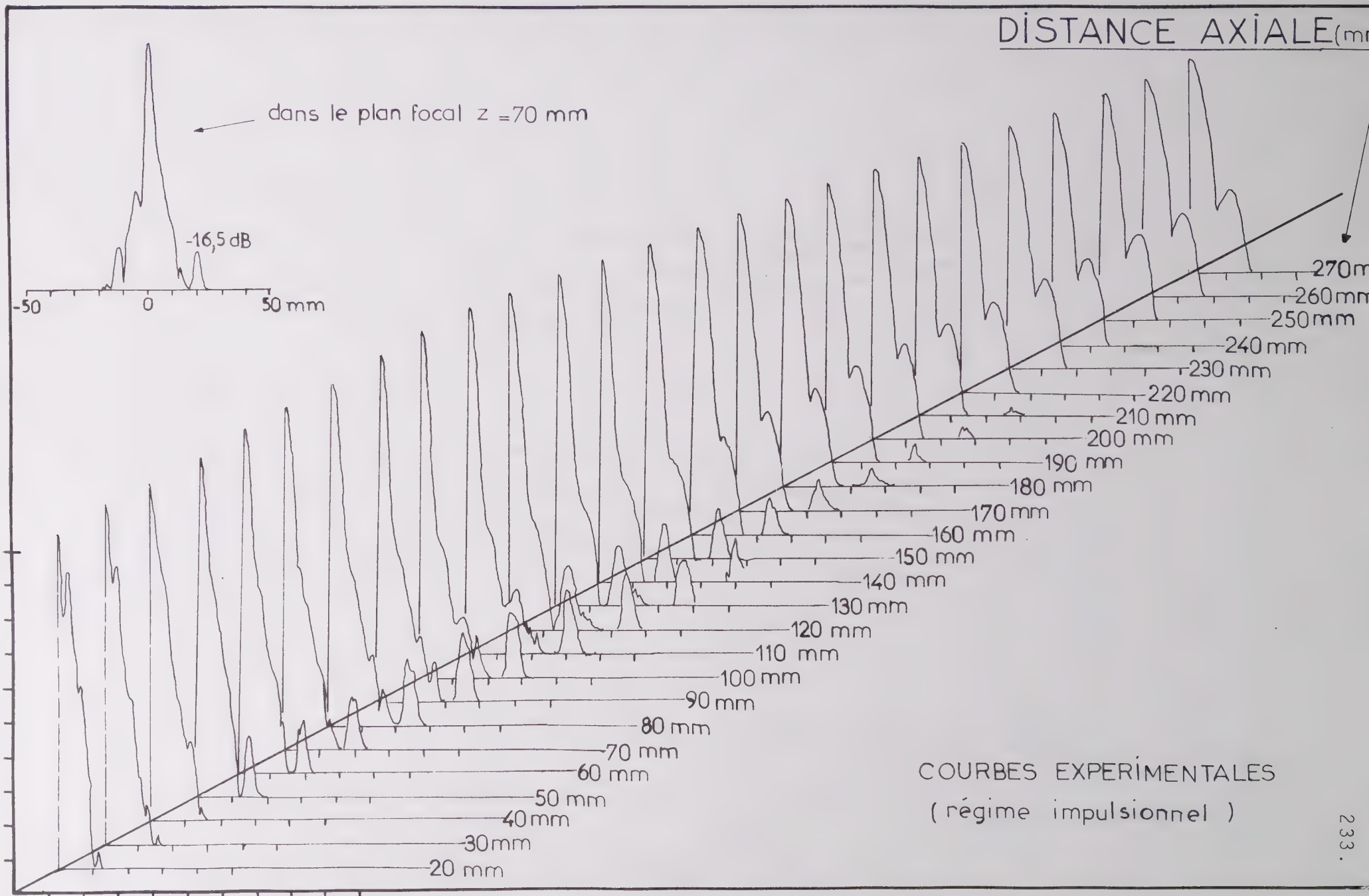

DISTANCE AXIALE(mm
dans le plan focal z =70 mm
-16,5 dB
-50
0
50 mm
270mm
260mm
250mm
240mm
230 mm
220 mm
210 mm
200 mm
190 mm
180 mm
170 mm
160 mm
150 mm
140 mm
130 mm
120 mm
110 mm
100 mm
90 mm
80 mm
70 mm
60 mm
50 mm
40 mm
30mm
20 mm
AMPLITUDE RELATIVE
1
0,7
0,5
0
50
100
DISTANCE RADIALE (mm)
COURBES EXPERIMENTALES
(régime impulsionnel)

Fig. IV. 29.

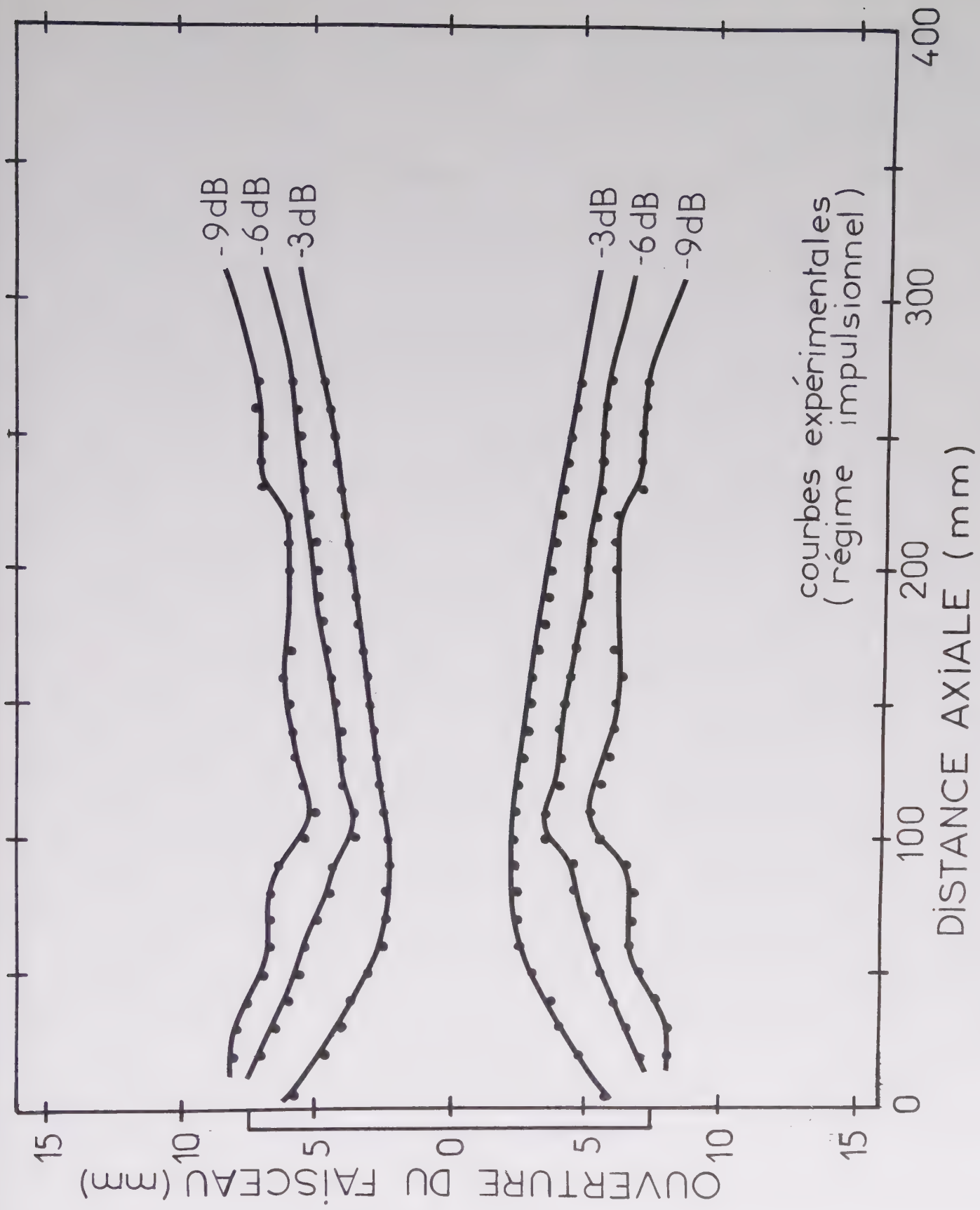


Fig.IV.30. Ouverture du faisceau ultrasonore d'un réseau monolithique focalisant en PVF_2 comportant 30 transducteurs élémentaires.

- REPONSE IMPULSIONNELLE ET BANDE PASSANTE DU RESEAU FOCALISANT :

La réponse impulsionnelle d'un réseau de transducteurs dépend de l'exactitude des retards appliqués à chaque élement du réseau. Un retard inexact est équivalent à une déformation partielle de l'ouverture focalisante simulée. Alors dans ce cas, la réponse impulsionnelle du réseau focalisant présente des oscillations de trainage,et ceci est indépendant de l'origine du matériau piézo-électrique utilisé. D'autre part, l'adaptation électrique entre le générateur et le réseau de transducteurs y compris ses lignes à retard, a aussi un rôle important dans la contribution à la forme de la réponse impulsionnelle du réseau focalisant. Une bonne adaptation électrique et une bonne loi de retard peuvent donner une réponse impulsionnelle meilleure que celle des cas : mono-transducteur et réseau sans focalisation dont tous les éléments sont en parallèle. Par conséquent, la bande passante d'un réseau focalisant bien adapté électriquement est améliorée considérablement. Dans le cas de notre réseau en PVF_2, la bande passante du réseau de 30 éléments mis en parallèle, sans lame quart d'onde d'adaptation mécanique à la face avant (voir Fig.IV.16.) est de l'ordre de 23%. Tandis que la bande passante de ce réseau avec focalisation est voisine de 30%.
Une amélioration de 7% de bande a été obtenue expérimentalement sans recours à l'adaptation mécanique sur la face avant. La bande passante de ce réseau focalisant est montrée dans la Fig.IV.31. La réponse impulsionnelle en émission-réception (voir Fig.IV .32.) a été relevée à l'aide du montage de la Fig.III.42.; le réflecteur acoustique plan est placé au foyer acoustique. La durée à 20dB de cette réponse est égale à 1,8µs, la résolution en profondeur (voir chapitre III.1.3.a.) est voisine de 2,7 longueurs d'onde.

Le réseau focalisant, sans lame quart d'onde à la face avant et chargé à l'arrière par l'air, a une réponse implusionnelle plus courte que celle d'une mono sonde focalisante de même ouverture, mêmes conditions de charge acoustique et à la même fréquence centrale.

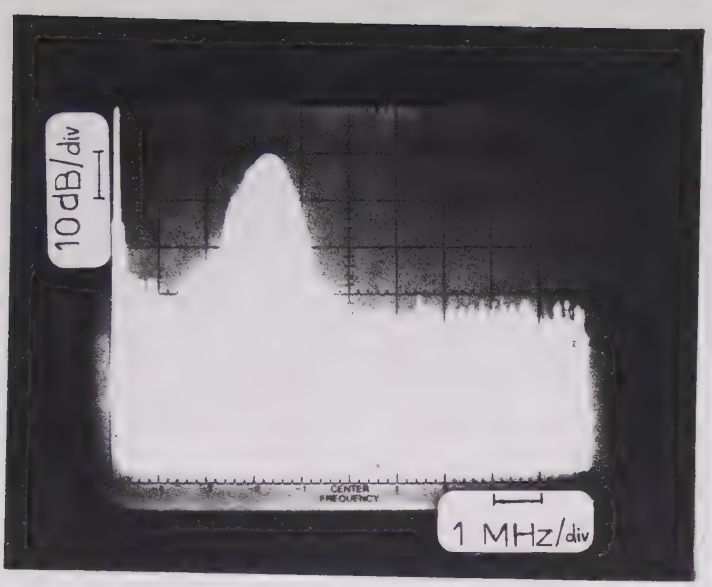
- CONCLUSION :

Par ce procédé de fabrication des réseaux de transducteurs en PVF_2 avec film substrat en Polyéthylène Térephthalate (PETP), nous avons pu conserver expérimentalement la qualité intrinsèque d'une sonde en PVF_2 comme la pureté de la bande passante et encore la brièveté de la réponse impulsionnelle sans altérer la conversion électromécanique. Cette conversion a été optimisée par la configuration particulière de montage du film piézoélectrique.

Malgré la capacité statique trop faible de chaque transducteur élémentaire (1pF), l'optimisation des adaptations électriques par la mise en place des circuits d'adaptation tout près du transducteur a permis de donner au réseau une immunité aux bruits; la dynamique du réseau est voisine de 35dB. D'autre part, le couplage inter-élément essentiellement électrique, a été réduit à - 31dB entre éléments adjacents avec la configuration de la Fig.IV.16. sans avoir recours aux électrodes de masse entre éléments actifs. Par conséquent, le diagramme de rayonnement du réseau n'est pas affecté par couplage.

La focalisation réalisée à l'aide des lignes à retard analogique montre le bon fonctionnement du réseau. Il est donc possible d'utiliser les réseaux en PVF_2 dans les dispositifs d'imagerie ultrasonore, en particulier dans l'imagerie médicale.

OUVERTURE FOCALISANTE FORMÉE PAR 30 TRANSDUCTEURS EN PVF_2

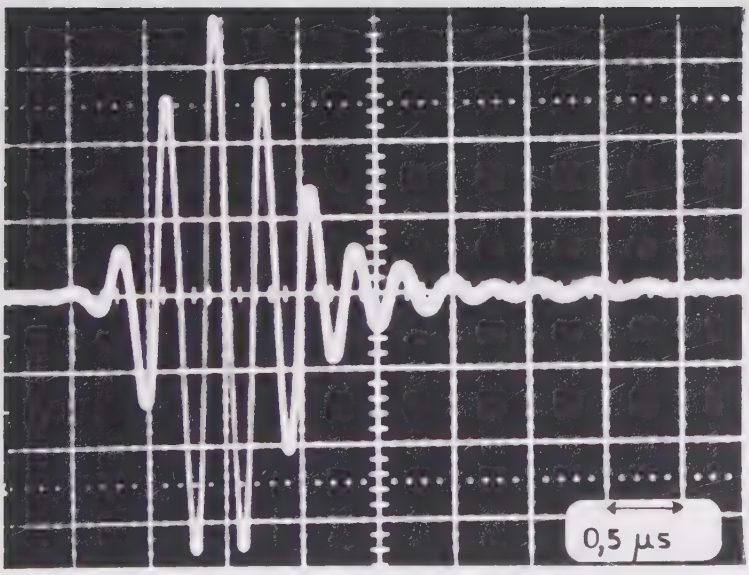


Réponse fréquencielle

$F_r = 3{,}2$ MHz

$B_{-3\,dB} = 30\,\%$

Fig. IV.31.



Réponse impulsionnelle

$\tau_{-20\,dB} = 1{,}8\,\mu s$

(résolution en profondeur $= 2{,}7\,\lambda$)

Fig. IV.32.

CHAPITRE V

CONCLUSION

Des transducteurs en PVF_2 pour l'imagerie médicale ont été réalisés pour la première fois avec une configuration à film piézoélectrique vibrant en mode demi onde. Car nous disposons de films de PVF_2 de forte épaisseur élaborés dans notre Centre de Recherches. La sensibilité des sondes réalisées avec ces films a été optimisée pour une structure permettant le rayonnement quasi total de l'énergie acoustique d'un seul côté du film. Cette sensibilité a été encore améliorée par l'utilisation d'une charge acoustique poreuse diposée derrière le film de PVF_2. La bande passante des sondes ainsi réalisées est d'une largeur relativement exploitable en imagerie ultrasonore. Les réponses impulsionnelles sont brèves ce qui jouent un rôle essentiel dans la définition de l'imagerie ultrasonore En mettant à profit la flexibilité du film de PVF_2 ainsi que celle de la couche d'adaptation mécanique (en Polystyrène Butadiène) disposée sur la face avant, des sondes focalisantes dont les caractéristiques sont conformes aux prévisions, ont été réalisées. Pour la première fois, l'image échographique des tissus biologiques a été obtenue avec une sonde en PVF_2 conçue selon cette configuration. Les images sont en définition au moins comparables à celles obtenues avec des sondes conventionnelles en céramique piézoélectrique. Toutefois, la dynamique des sondes en PVF_2 est plus faible que celle de ses homologues en céramique à cause de fortes pertes de conversion dûes au faible coefficient de couplage électromécanique k_{33} (17,6%) et aux importantes pertes diélectriques $tg\delta$ (0,19).

Actuellement, nous obtenons 10dB de pertes de conversion électromécanique avec un matériau PVF_2 optimisé en augmentant k_{33} par refroidissement lent sous presse et en diminuant $tg\,\delta$ par irradiation électronique du film de PVF_2.

Dans la deuxième partie de cette étude, un procédé de fabrication des réseaux monolithiques en PVF_2 a été décrit. Il consiste en une association du film de PVF_2 avec un film non piézoélectrique support des électrodes comme le Polyéthylène Térephthalate (PETP); le principe du rayonnement de l'énergie d'un seul côté du film étant toujours conservé pour obtenir la plus grande sensibilité. Nous avons montré que le couplage inter-élement du réseau de transducteurs en PVF_2 dépend pratiquement des conditions de couplage électrique entre éléments et que malgré la faible capacité statique des transducteurs élémentaires, la dynamique du signal utile est relativement grande (35dB), les adaptations électriques étant disposées tout près de chaque élément. Ce couplage inter-élément a été réduit considérablement par un blindage des circuits électriques (30dB). La synthèse d'une lentille acoustique à l'aide de lignes à retard analogiques associées aux éléments du réseau a permis de montrer le bon fonctionnement d'un tel réseau en PVF_2. De plus les caractéristiques des réseaux fabriqués selon ce procédé sont parfaitement reproductibles. Il ne reste donc plus qu'à améliorer la qualité du matériau pour obtenir les sondes à élément piézoélectrique en polymère qui puissent rentrer en compétition avec les sondes en céramique, car la possibilité d'utiliser le PVF_2 en sondes d'imagerie a été démontrée et la configuartion des sondes a déjà été optimisée. En particulier, il semblerait que les co-polymères tels que le Trifluorure de Vinilydène (PVF-TrFE) puissent donner les qualités exigées.

Ce travail sur les transducteurs d'imagerie médicale ultrasonore en PVF_2 ne concerne qu'une partie du domaine d'applications envisagées des polymères piézoélectriques. Toujours dans le domaine médical, le PVF_2 a aussi été étudié pour son influence sur l'ostéogenèse. Pour d'autres applications, nous pouvons citer les hydrophones en PVF_2 qui sont les premières applications étudiées (60), (61). Par ailleurs, ce polymère piézoélectrique a été utilisé pour réaliser des capteurs acoustiques dans les contrôles non destructifs de pièces mécaniques, des haut-parleurs (62) et des microphones téléphoniques (63),(64), (65). Récemment on le trouve aussi dans des montages optiques en l'associant aux fibres optiques (66), (67).

Les résultats obtenus au cours de cette étude en utilisant pour la première fois du PVF_2 d'épaisseur importante dans des transducteurs pour imagerie acoustique médicale sont très encourageants mais insuffisants pour lancer une fabrication industrielle. Cependant dans l'attente de la mise au point d'un matériau piézoélectrique polymère de qualité supérieure, l'association du PVF_2 et les matériaux piézoélectriques conventionnels (céramiques) mériterait d'être développée.

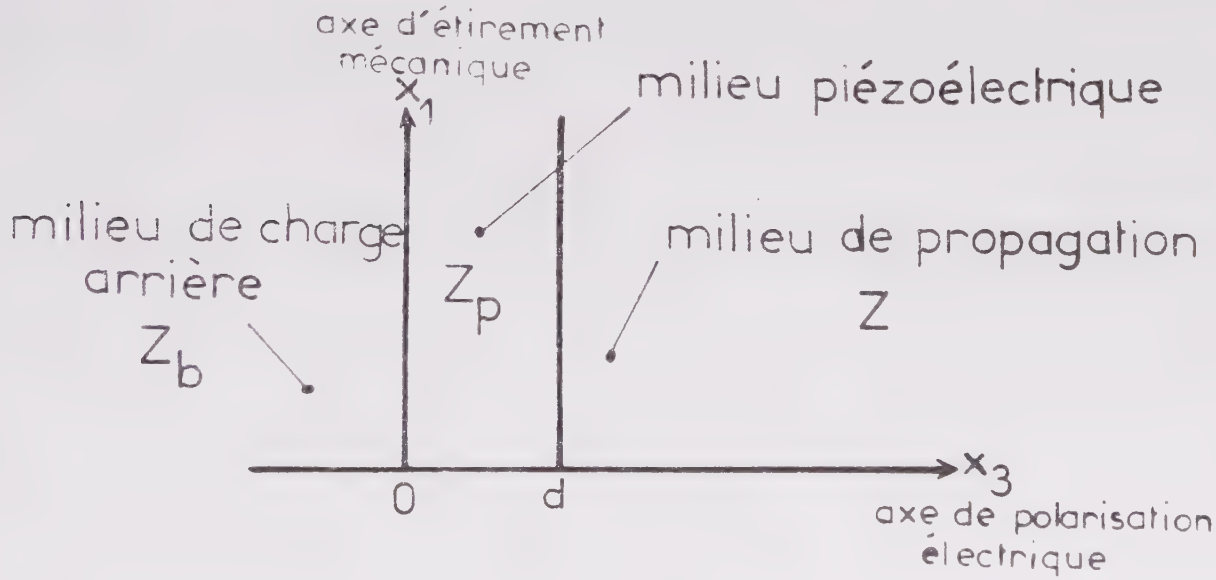
ANNEXES

ANNEXE 1

PERTES DE CONVERSION ÉLECTROMÉCANIQUE D'UN TRANSDUCTEUR PIÉZOÉLECTRIQUE À ONDES DE VOLUME.

- APPLICATION AUX TRANSDUCTEURS EN POLYFLUORURE DE VINYLIDÈNE.

Dans ce calcul, la surface utile du transducteur piézoélectrique plan est supposée plus grande que l'épaisseur du matériau piézoélectrique. C'est ainsi que le modèle unidimentionnel en régime harmonique de Mason a été utilisé dans deux cas suivant : matériau piézoélectrique sans pertes et avec pertes. Le milieu piézoélectrique d'impédance acoustique Zp est chargé à l'avant par un milieu, dit de propagation d'impédance Z et à l'arrière par un milieu, dit de charge arrière d'impédance Z_b (voir fig.1.).



Les impédances acoustiques des milieux respectifs sont supposées purement réelles. Les milieux de propagation et de charge arrière sont supposés semi infinis et l'effet des électrodes est négligeable.

Une excitation électrique de pulsation ω engendre par effet piézo-électrique une onde élastique plane dans le milieu piézoélectrique de forme :

$$u_p(x) = a_p e^{-jk_p x} + b_p e^{jk_p x}$$

et dans les milieux de propagation et de charge arrière des ondes élastiques de formes :

$$u(x) = a e^{-jkx}$$

$$u_B(x) = a_B e^{jk_b x}$$

Les contraintes mécaniques dans chaque milieu peuvent être exprimées par la relation :

$$T = C^E S$$

pour un milieu non piézoélectrique (milieu de propagation et milieu de charge arrière) et par la relation :

$$T = C^E S - e^S E$$

pour un milieu piézoélectrique.

C^E, S, e^E et E étants respectivement les tenseurs des constantes élastiques, de déformation, des coefficients piézoélectriques et le champ électrique dans le milieu piézoélectrique.

Ces contraintes T peuvent être exprimées dans chaque milieu respectif : milieu piézoélectrique, milieu de propagation et milieu de charge arrière par des relations suivantes

$$T_p = -jk_pC_pa_pe^{-jk_px} + jk_pc_pb_pe^{jk_px} - \frac{eVo}{d}$$

$$T = -jkcae^{-jkx}$$

$$T_B = jk_Ba_Bc_Be^{jk_Bx}$$

k_i, C_i, a_i étants respectivement le vecteur d'onde, la vitesse de propagation et l'amplitude complexe de l'onde.

Les conditions aux limites s'expriment, pour les déplacements et les contraintes, par les équations suivantes :

$$\text{à } x=o \begin{cases} u_p(o) = u(o) & (1) \\ T_p(o) = T(o) & (3) \end{cases}$$

$$\text{à } x=-d \begin{cases} u_p(-d) = u_B(-d) & (2) \\ T_p(-d) = T_B(-d) & (4) \end{cases}$$

Nous obtenons finalement le système d'équation :

(1) $a_p + b_p = a$

(2) $a_pe^{jk_pd} + b_pe^{-jk_pd} = a_Be^{-jk_Bd}$

(3) $-jk_pc_pa_p + jk_pc_pb_p - \frac{eVo}{d} = -jkca$

(4) $-jk_pc_pa_pe^{jk_pd} + jk_pc_pb_pe^{-jk_pd} - \frac{eVo}{d} = jk_Ba_Bc_Be^{-jk_Bd}$

à partir duquel il faut calculer l'amplitude complexe "a" de l'onde émise dans le milieu de propagation. On définit, pour les ondes planes en régime harmonique, l'impédance d'onde la quantité

$$Z_p = \frac{k_p C_p}{\omega}$$ pour le milieu piézoélectrique ,

$$Z = \frac{kC}{\omega}$$ pour le milieu de propagation ,

$$Z_B = \frac{k_B C}{\omega}$$ pour le milieu de charge arrière .

L'équation (3) devient :

$$(a_p - b_p) Z_p - Za = j\, e\, \frac{Vo}{\omega d}$$

$$(a_p - b_p) = \frac{Za}{Z_p} + \frac{j\, e\, Vo}{\omega d Z_p} \qquad (5)$$

L'équation (4) devient :

$$Z_p (a_p e^{jk_p d} - b_p e^{-jk_p d}) + Z_B a_B e^{-jk_B d} = j \frac{e\, Vo}{d\, \omega} \qquad (6)$$

L'équation (2) devient :

$$a_p(\cos k_p d + j \sin k_p d) + b_p(\cos k_p d - j \sin k_p d) = a_B(\cos k_B d - j \sin k_B d)$$

$$(a_p + b_p) \cos k_p d + j \sin k_p d\, (a_p - b_p) = a_B(\cos k_B d - j \sin k_B d)$$

$$a \cos k_p d + j \sin k_p d (a_p - b_p) = a_B(\cos k_B d - j \sin k_B d) \qquad (7)$$

L'équation (6) devient :

$$Z_p\left\{a_p(\cos k_p d+j\sin k_p d)-b_p(\cos k_p d-j\sin k_p d)\right\}+Z_B a_B\left\{\cos k_B d-j\sin k_B d\right\}=j\frac{eVo}{d\omega}$$

$$Z_p(a_p-b_p)\cos k_p d+jZ_p(a_p+b_p)\sin k_p d+Z_B a_B\left\{\cos k_B d-j\sin k_B d\right\}=j\frac{eVo}{d\omega} \quad (8)$$

En substituant les équations (1), (5) et (7) dans l'équation (8), nous obtenons :

$$Z_p\left\{\frac{Za}{Z_p}+j\frac{eVo}{Z_p d\omega}\right\}\cos k_p d+jZ_p a\sin k_p d+Z_B a\cos k_p d+jZ_B\sin k_p d\left\{\frac{Za}{Z_p}+j\frac{eVo}{Z_p d\omega}\right\}=j\frac{eVo}{d\omega}$$

L'amplitude complexe de l'onde émise dans le milieu de propagation s'écrit donc :

$$a=\frac{\frac{jeVo}{d\omega}-\frac{eVo}{d\omega}\left(j\cos k_p d-\frac{Z_B}{Z_p}\sin k_p d\right)}{(Z+Z_B)\cos k_p d+j\sin k_p d\left(Z_p+\frac{ZZ_B}{Z_p}\right)}$$

$$a=\frac{eVo}{d\omega}\cdot\frac{\frac{ZB}{Z_p}\sin k_p d+j\left(1-\cos k_p d\right)}{(Z+Z_B)\cos k_p d+j\sin k_p d\left(Z_p+\frac{ZZ_B}{Z_p}\right)}$$

Dans le cas où le milieu de charge arrière a une impédance acoustique négligeable devant celle du milieu piézoélectrique (air,vide), Z_B sera considérée comme nulle. Alors l'amplitude complexe "a" devient :

$$a=j\frac{eVo}{d\omega}\cdot\frac{\left(1-\cos k_p d\right)}{Z\cos k_p d+j\,Z_p\sin k_p d}$$

posons $\varphi = k_p d$:

$$a=\frac{eVo}{d\omega}\cdot\frac{\frac{Z_B}{Z_p}\sin\varphi+j\left(1-\cos\varphi\right)}{(Z+Z_B)\cos\varphi+j\left(Z_p+\frac{ZZ_B}{Z_p}\right)\sin\varphi}$$

posons : $N = \frac{Z_B}{Z_p} \sin\varphi + j\,(1-\cos\varphi)$

$$D = (Z + Z_B)\cos\varphi + j\,(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p})\sin\varphi$$

$$a = \frac{eVo}{d\omega} \cdot \frac{N}{D}$$

$$\sin\varphi = \frac{2tg\,\varphi/2}{1+tg^2\,\varphi/2}$$

$$\cos\varphi = \frac{1 - tg^2\,\varphi/2}{1+tg^2\,\varphi/2}$$

d'où :

$$N = \frac{Z_B}{Z_p} \cdot \frac{2tg\,\varphi/2}{1+tg^2\,\varphi/2} + j\,(1 - \frac{1-tg^2\,\varphi/2}{1+tg^2\,\varphi/2})$$

$$N = \frac{Z_B}{Z_p} \cdot \frac{2tg\,\varphi/2}{1+tg^2\,\varphi/2} + j\,\frac{2tg^2\,\varphi/2}{1+tg^2\,\varphi/2}$$

et $$D = (Z+Z_B)\,\frac{1 - tg^2\,\varphi/2}{1+tg^2\,\varphi/2} + j\,(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p})\,\frac{2tg\,\varphi/2}{1+tg^2\,\varphi/2}$$

posons $m_o = \frac{N}{D} \Longrightarrow a = \frac{eVo}{d\omega}\, m_o$

$$m_o = \frac{N}{D} = \frac{\frac{Z_B}{Z_p}\,2tg\,\varphi/2 + j\,2tg^2\,\varphi/2}{(Z + Z_B)\,(1-tg^2\,\varphi/2) + j\,(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p})\,2tg\,\varphi/2}$$

$$m_o = \frac{N}{D} = \frac{\frac{Z_B}{Z_p}\, tg\varphi/2 + j\, tg^2\varphi/2}{\left(\frac{Z+Z_B}{2}\right)\left(1 - tg^2\varphi/2\right) + j\, tg\varphi/2\, \left(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p}\right)}$$

$$m_o = \frac{N}{D} = \frac{\left(\frac{Z_B}{Z_p}\, tg\varphi/2 + j\, tg^2\varphi/2\right)\left\{\left(\frac{Z+Z_B}{2}\right)\left(1 - tg^2\varphi/2\right) - j\, tg\varphi/2\left(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p}\right)\right\}}{\left(\frac{Z+Z_B}{2}\right)^2\left(1 - tg^2\varphi/2\right)^2 + tg^2\varphi/2\left(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p}\right)^2}$$

$$m_o = \frac{N}{D} = \frac{\frac{Z_B}{Z_p}\left(\frac{Z+Z_B}{2}\right) tg\varphi/2\left(1 - tg^2\varphi/2\right) + \left(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p}\right) tg^3\varphi/2 + j\left\{\left(\frac{Z+Z_B}{2}\right)\left(1 - tg^2\varphi/2\right) tg^2\varphi/2 - \frac{Z_B}{Z_p}\left(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p}\right) tg^2\varphi/2\right\}}{\left(\frac{Z+Z_B}{2}\right)^2\left(1 - tg^2\varphi/2\right)^2 + tg^2\varphi/2\left(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p}\right)^2}$$

Divisions N et D par $tg^2\varphi/2$, m_o devient :

$$m_o = \frac{\frac{Z_B}{Z_p}\left(\frac{Z+Z_B}{2}\right)\left(cotg\varphi/2 - tg\varphi/2\right) + \left(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p}\right) tg\varphi/2 + j\left\{\left(\frac{Z+Z_B}{2}\right)\left(1 - tg^2\varphi/2\right) - \frac{Z_B}{Z_p}\left(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p}\right)\right\}}{\left(\frac{Z+Z_B}{2}\right)^2\left(cotg\varphi/2 - tg\varphi/2\right)^2 + \left(Z_p + \frac{ZZ_B}{Z_p}\right)^2}$$

avec $\varphi = k_p d = \pi \frac{f}{f_p}$

alors $a^2 = \left(\frac{eV_o}{d\omega}\right)^2 m_o^2$

f et f_p étants la fréquence et celle correspond à la demi longueur d'onde dans le milieu piézoélectrique.

$$f_p = \frac{V_p}{2d}$$

Alors la puissance élastique émise peut être exprimée par la relation suivante :

$$\mathcal{P}_a = \frac{1}{2} Z \omega^2 A |a|^2$$

A étant la surface utile du transducteur.

D'autre part, le coefficient de couplage électromécanique k peut être exprimé par la relation :

$$k^2 = \frac{e^2}{\varepsilon^S C_p} \qquad \text{avec} \quad C_p = Z_p V_p$$

e, ε^S et C_p étants respectivement la constante piézoélectrique, la constante diélectrique et la constante élastique du milieu piézoélectrique.

La capacité statique C_0 du transducteur s'exprime par :

$$C_0 = \varepsilon^S \frac{A}{d}$$

La puissance élastique émise peut être enfin exprimée par la relation suivante :

$$\mathcal{P}_a = \frac{1}{2} Z \omega^2 A \frac{e^2 V_0^2}{d^2 \omega^2} |m_0|^2$$

$$\mathcal{P}_a = \frac{1}{2} Z \frac{\varepsilon^S A}{d} \frac{e^2}{\varepsilon^S C_p} C_p \frac{V_0^2}{d} |m_0|^2$$

$$\mathcal{P}_a = \frac{1}{2} Z C_0 C_p \frac{V_0^2}{d} k^2 |m_0|^2$$

$$\mathcal{P}_a = C_0 f_p V_0^2 k^2 Z Z_p |m_0|^2$$

A tension électrique constante et pour un schéma équivalent en parallèle, la puissance élastique émise peut être considérée comme la puissance maximale développée dans une résistance de rayonnement R_A,

$$\mathcal{P}_a = \frac{V_o^2}{2 R_A}$$

avec :

$$R_A = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{C_o f_p k^2 z z_p |m_o|^2}$$

On définit par la suite, le facteur de forme BM qui détermine la condition de fonctionnement du transducteur selon des conditions de charge acoustique sur les deux faces de la plaque piézoélectrique.

$$BM = \frac{1}{z z_p |m_o|^2}$$

Ce facteur de forme BM nous renseigne sur le mode de vibration de la plaque piézoélectrique.

A cet étape, on peut déjà comparer les performances relatives des sondes avec différentes conditions de charge acoustique pour le même matériau piézoélectrique.

La résistance de rayonnement élastique R_A peut encore s'exprimer par la relation suivante :

$$R_A = \frac{1}{2} \cdot \frac{BM}{C_o f_p k^2}$$

Nous pouvons dire d'ores et déjà que cette résistance R_A dépend d'une part de la qualité du matériau piézoélectrique utilisé et d'autre part ses conditions de charge acoustique sur ses deux faces.

Dans un schéma électrique équivalent en parallèle, plus la résistance de rayonnement R_A est petite plus la puissance élastique émise sera importante.

Dans le cas réel, le transducteur présente les pertes élastiques et diélectriques que l'on peut schématiser par des résistances équivalentes. Pour un matériau comme le PVF_2, la résistance équivalente aux pertes élastiques est très grande devant celle équivalente aux pertes diélectriques. Les pertes globales dûes au matériau ne sont représentées que par la résistance équivalente aux pertes diélectriques R_{ld} qui est exprimée par la relation suivante :

$$R_{ld} = \frac{1}{\omega C_o \operatorname{tg} \delta}$$

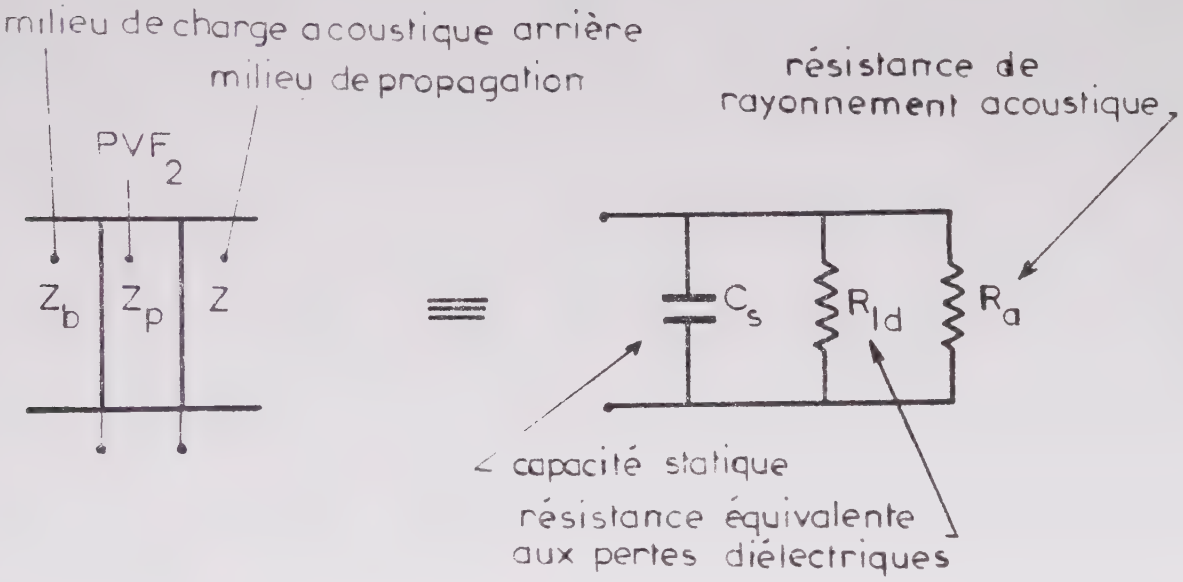
tgδ étant tangente de pertes diélectriques dûes au fait que la constante diélectrique ε^s soit complexe.

$$\varepsilon^s = \varepsilon' - j\varepsilon''$$

$$\varepsilon^s = \varepsilon'\left(1 - j\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}\right)$$

$$\varepsilon^s = \varepsilon'\left(1 - j\,tg\delta\right)$$

Le schéma équivalent au transducteur en PFV_2 est présenté dans la figure suivante :



Nous supponsons que le transducteur soit adapté avec le générateur de signaux dans sa bande passante. La puissance électrique fournie par le générateur sera maximale et égale à :

$$\mathcal{P}_e = \frac{e^2}{8R_o} = \frac{V_o^2}{2R_o}$$

e_o et R_o étants respectivement la tension électrique et la résistance interne du générateur.

Le rendement de conversion du transducteur peut donc être exprimé par la relation suivante :

$$P_c = \frac{\mathcal{P}_a}{\mathcal{P}_e} = \frac{R_o}{R_A}$$

dans le cas où l'adaptation électrique entre le transducteur et son générateur est réalisée, nous avons :

$$R_o = \frac{R_{ld} \cdot R_A}{R_{ld} + R_A}$$

alors :

$$P_c = \frac{R_{ld}}{R_{ld} + R_A}$$

$$P_{c\,(dB)} = 10 \log \frac{R_{ld}}{R_{ld} + R_A}$$

pour $R_A \gg R_{ld}$:

$$P_{c\,(dB)} = 10 \log \frac{R_{ld}}{R_A}$$

$$P_{c\,(dB)} = 10 \log \frac{k^2}{\pi \, tg\,\delta . BM}$$

Pour un matériau avec pertes élastiques, la constante élastique C_E peut s'écrire (11) :

$$C_E = C'_E - j C''_E = C'_E \left(1 - \frac{j}{Q_a}\right)$$

Q_a étant le facteur de qualité acoustique du matériau piézoélectrique qui est très grand pour les quartz (10^3) et les céramiques piézoélectriques comme le titanate zirconate de plomb (PZT) (100 à 600), il est au contraire plus faible pour le PVF_2 ($\simeq$10).

La contrainte mécanique dans le milieu piézoélectrique devient :

$$T = C^E \left(1 - \frac{j}{Q_a}\right) S - e^S E$$

$$T = \dot{C}^E S - e^S E$$

avec :
$$\dot{C}^E = C^E \left(1 - \frac{j}{Q_a}\right)$$

Le système d'équations (1), (2), (3), (4) reste identique, sauf l'équation (3) qui s'exprime à l'aide de :

$$T_p = -j k_p a_p \dot{C}_p^E e^{-j k_p x} + j k_p b_p \dot{C}_p^E e^{j k_p x} - e \frac{V_o}{d}$$

$$\Rightarrow \quad -j k_p a_p \dot{C}_p^E + j k_p b_p \dot{C}_p^E - \frac{e V_o}{d} = -j k c a \qquad (3')$$

Divisons (3') par (- jω)

$$Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)a_p - Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)b_p - Za = j\frac{eV_o}{d\omega}$$

$$\left(a_p - b_p\right) = \left(Za + j\frac{eV_o}{d\omega}\right)\cdot\frac{1}{Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)}$$

alors (2) devient :

$$\left(a_p + b_p\right)\cos k_p d + j\sin k_p d\,\left(a_p - b_p\right) = a_B\left(\cos k_B d - j\sin k_B d\right) \qquad (7$$

l'équation (4) devient :

$$Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)a_p e^{jk_p d} - Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)b_p e^{-jk_p d} + Z_B a_B e^{-jk_B d} = j\frac{eV_o}{d\omega}$$

$$Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)\left(a_p e^{jk_p d} - b_p e^{-jk_p d}\right) + Z_B a_B e^{-jk_B d} = j\frac{eV_o}{d\omega} \qquad (6')$$

$$Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)\left(a_p - b_p\right)\cos k_p d + j\,Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)\left(a_p + b_p\right)\sin k_p d + Z_B a_B\left\{\cos k_B d - j\sin k_B d\right\} = j\frac{eV}{d\omega}$$

(8')

La combinaison des équations (1), (5), (7') et (8') donne :

$$Z_p\left\{\frac{Z_a}{Z_p} + j\frac{eV_o}{\omega d Z_p}\right\}\cos k_p d + jZ_p\left(1-\frac{j}{Q}\right)a\sin k_p d + Z_B a\cos k_p d + j\frac{Z_B\sin k_p d}{\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)}\left(\frac{Z_a}{Z_p} + \frac{jeV_o}{\omega d Z_p}\right) = j\frac{eV_o}{d\omega}$$

d'où
$$a = \frac{\frac{eV_0}{d\omega}\left\{\frac{Z_B \sin k_p d}{Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)} + j\left(1-\cos k_p d\right)\right\}}{(Z+Z_B)\cos k_p d + j \sin k_p d\left\{Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right) + \frac{Z Z_B}{Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)}\right\}}$$

posons :
$$N = \frac{Z_B \sin k_p d}{Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)} + j\left(1-\cos k_p d\right)$$

$$D = (Z+Z_B)\cos k_p d + j \sin k_p d\left\{Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right) + \frac{Z Z_B}{Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)}\right\}$$

posons :
$$m_o' = \frac{N}{D}$$

$$m_o' = \frac{\frac{Z_B}{Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)} tg\,\varphi/2 + j\, tg^2\varphi/2}{\left(\frac{Z+Z_B}{2}\right)\left(1-tg^2\varphi/2\right) + j\, tg\,\varphi/2\left\{Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right) + \frac{Z Z_B}{Z_p\left(1-\frac{j}{Q_a}\right)}\right\}}$$

et posons :
$$\varphi = kd$$
$$Q = Q_a$$

$$N = \frac{Z_B Q^2}{Z_p(1+Q^2)} tg\,\varphi/2 + j\left\{tg^2\varphi/2 + \frac{Z_B Q}{Z_p(1+Q^2)} tg\,\varphi/2\right\}$$

$$D = (Z+Z_B)\left(\frac{1-tg^2\varphi/2}{2}\right) + tg\,\varphi/2\left(\frac{Z_p}{Q} - \frac{Z Z_B Q}{Z_p(1+Q^2)}\right) + j\, tg\,\varphi/2\left\{Z_p + \frac{Z Z_B Q^2}{Z_p(1+Q^2)}\right\}$$

$$m_o' = \frac{N}{D} = \frac{Re(N') + j\, Im(N')}{D'}$$

$$Re(N') = \frac{Z_B Q^2}{Z_p(1+Q^2)}\left\{\frac{(Z+Z_B)}{2}(\cot g\,\varphi/2 - tg\,\varphi/2) + \left(\frac{Z_p}{Q} - \frac{Z Z_B Q}{Z_p(1+Q^2)}\right)\right\} - \left(tg\,\varphi/2 + \frac{Z_B Q}{Z_p(1+Q^2)}\right)\left(Z_p + \frac{Z Z_B Q^2}{Z_p(1+Q^2)}\right)$$

$$Im(N') = \frac{Z_B Q^2}{Z_p(1+Q^2)}\left(Z_p + \frac{Z Z_B Q^2}{Z_p(1+Q^2)}\right) + \left(1 + \frac{Z_B Q}{Z_p(1+Q^2)}\cot g\,\varphi/2\right)\left\{\frac{(Z+Z_B)}{2}(1-tg^2\varphi/2) + tg\,\varphi/2\left(\frac{Z_p}{Q} - \frac{Z Z_B Q}{Z_p(1+Q^2)}\right)\right\}$$

$$D' = \left\{\left(\frac{Z+Z_B}{2}\right)(\cot g\,\varphi/2 - tg\,\varphi/2) + \left(\frac{Z_p}{Q} - \frac{Z Z_B Q}{Z_p(1+Q^2)}\right)\right\}^2 + \left\{Z_p + \frac{Z Z_B Q^2}{Z_p(1+Q^2)}\right\}^2$$

Alors la qualité $|m'_0|^2$ peut s'exprimer par la relation :

$$|m'_o|^2 = \frac{Re^2(N') + Im^2(N')}{D'^2}$$

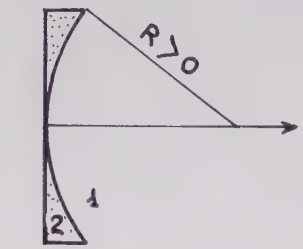
Le facteur de forme BM devient : $$BM = \frac{1}{Z Z_p |m'_o|^2}$$

Nous constatons que pour un matériau avec pertes élastiques, seul le facteur de forme BM change et varie en fonction de Q (coefficient de qualité acoustique). Le calcul numérique montre qu'il existe un décalage de la fréquence de résonance dans le cas d'un matériau avec pertes élastiques. La fréquence de résonance n'est plus celle qui correspond à la demi longueur d'onde dans le matériau piézoélectrique (mode demi onde) ou au quart de la longueur d'onde (mode quart d'onde).

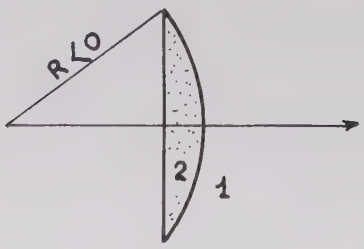
ANNEXE 2

CALCUL DES LENTILLES ACOUSTIQUES

- Convention de signe :



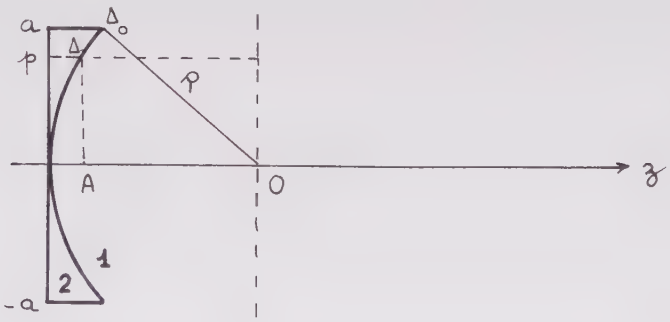
$C_2 > C_1$



$C_2 < C_1$

C_i et R étants respectivement la vitesse de propagation et le rayon de courbure.

- Théorie simplifiée des lentilles minces.



a étant le rayon de la lentille.

$$\Delta = R - OA$$

$$\Delta = R - \left(R^2 - p^2\right)^{1/2}$$

Δ est max. pour p = a : $\Delta = \Delta o$

Le déphasage $\Delta \phi$ peut être exprimé par la relation suivante :

$$\phi = k_1 \Delta_o - (k_1 - k_2)\Delta$$

$$\phi = \phi_o - (k_1 - k_2)\Delta$$

$$\Delta\phi = \phi - \phi_o = -(k_1 - k_2)\Delta$$

k étant le vecteur d'onde dans les milieux respectifs.

Ce déphasage est minimal pour $\Delta = 0$, soit sur l'axe de la lentille $\phi = \phi_0$

Dans le cas où $p \ll R$

$$\Delta = R - (R^2 - p^2)^{1/2}$$

$$\Delta = R - R\left(1 - \left(\frac{p}{R}\right)^2\right)^{1/2}$$

$$\Delta = R - R\left(1 - \frac{p^2}{2R^2} - \frac{1}{8}\frac{p^4}{R^4}\right)$$

$$\Delta = \frac{p^2}{2R} + \frac{p^4}{8R^3} + \text{---} \qquad (1)$$

à l'ordre 2 : $\Delta = \phi - \phi_0 = -(k_1 - k_2)\frac{p^2}{2R}$

L'identification à un point source dans le milieu 1 conduit à la relation suivante :

$$-(k_1 - k_2)\frac{p^2}{2R} = -k_1\frac{p^2}{2d_f}$$

d_f étant la distance focale théorique.

$$\frac{k_1 - k_2}{R} = \frac{k_1}{d_f}$$

$k = \frac{\omega}{c}$, c étant la vitesse de propagation.

$$d_f = R\,\frac{c_2}{c_2 - c_1}$$

- Application numérique : lentille en Polystyrène (PSB),

C_2 = 2120m/s.

Pour une distance focale théorique d_f égale à 113mm, le rayon de courbure de la lentille est égal à 33mm.

Ce calcul n'est valable que si le terme d'ordre 4 dans (1) est négligeable.

En effet :

$$r = a = 6\,mm$$

$$R = 33\,mm$$

$$\Rightarrow \quad r \ll R$$

et : $$(k_1 - k_2)\, r^4 \ll 8R^3$$

car pour f = 5MHz.

$$(k_1 - k_2)\, r^4 \simeq 8.10^{-6}$$

et $$8R^3 \simeq 3.10^{-4}$$

ANNEXE 3

COMPARAISON DES CARACTÉRISTIQUES DU PVF_2 ET DE LA CERAMIQUE PIEZOELECTRIQUE

Matériau	PVF_2 type 1	PVF_2 type 2	céramique
echantillon	PL26	KPL170B	P1-60
épaisseur (μm)	170	120	267
fréquence de résonance f_o (MHz)	6,33	8,93	7
vitesse de propagation V (m/s)	2154	2136	3740
impédance acoustique Z (kg m-2 s-1)	$3,79 \times 10^6$	$3,76 \times 10^6$	$27,30 \times 10^6$
coefficient de couplage electromécanique (%) k_{33}	16,4	17,6	72
coefficient de qualité acoustique Q_a	7,9	9	105
permittivité relative ε^s_{33}	5,8	5,2	760
constante élastique C^E_{33} (N/m^2)	$7,9 \times 10^9$	$7,9 \times 10^9$	$49,2 \times 10^9$
constantes piezoelectriques			
d_{33} (pC/N)	- 13	- 13,3	400
g_{33} ($Vm\ N^{-1}$)	- 0,255	- 0,29	0,029

Type 1 : PVF_2 à faible taux de cristallinité (inférieur à 40%).

Type 2 : PVF_2 à fort taux de cristallinité (supérieur à 50%).

· ANNEXE 4

(à paraître dans 1982 ULTRASONICS SYMPOSIUM PROCEEDINGS IEEE)

SINGLE-ELEMENT AND ARRAY PVF_2 TRANSDUCERS FOR ACOUSTIC IMAGING

H.G. Nguyen, P. Hartemann and D. Broussoux

THOMSON-CSF Research Center
Domaine de Corbeville, 91401 Orsay, France

Abstract

Transducers for medical acoustic imaging have been implemented with piezoelectric PVF_2 films, thick enough to allow operation at a few MHz in half-wavelength mode for single-element transducers and in conventional array mode for multielement transducers. A focusing concave-shaped single-element transducer operating at 5MHz has been fabricated with a 210µm thick PVF_2 film. Moreover a 30 element array transducer vibrating at 3.2MHz has been achieved using a 230µm thick PVF_2 film. The configuration of these transducers is described and their characteristics are reported

1- Introduction.

Over the past few years, there has been a growing interest in polyvinylidene fluoride (PVF_2)in the field of ultrasonic transducers for acoustic imaging. Samples of commercial piezoelectric films were characterized (1-2) and used to implement single-element and array transducers (3). But the film thickness was close to 25µm and for mono-element transducers it does not correspond to the resonance condition at an operating frequency of a few MHz. Moreover for array transducers the width to thickness ratio (w/t) is too large (≃5) and many spurious oscillating modes can exist. The purpose of this paper is to report characteristics of transducers performed with thick PVF_2 films (up to 230µm) vibrating at a half wavelength thickness mode for a single-element transducer and at a conventional array mode (w/t ≃0.5) for a phased array.

Properties of these home made PVF_2 samples were determined (4) using the resonator method (1).PVF_2 films with high crystallinity ratio (≃ 0.5) obtained by slow cooling have been used. In this case the electromechanical coupling coefficient k_{33} is close to 17.6% with a dielectric loss factor tgδ close to 0.24 at 8.9MHz. The first section of this paper deals with single-element transducers whereas the second section is devoted to linear array transducers.

2- Single-element transducers

In order to predict the behavior of plane PVF_2 transducers, a model including dielectric loss was developed. Influence of backing was investigated to determine the best operating condition for acoustical imaging. Figure 1 shows computed frequency responses of PVF_2 transducers implemented with 120µm thick films and different backing materials, the transducer being supposed electrically matched to 50Ω.

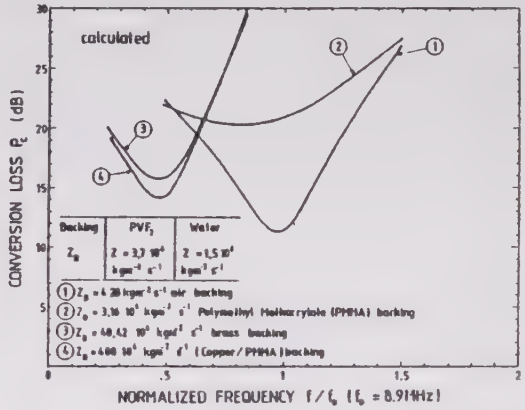


Fig.1. Computed electromechanical conversion loss of PVF_2 transducers implemented with 120µm thick PVF_2 films. (Film characteristics : ε_r = 5.2, ultrasound velocity V_L = 2136m/s tgδ= 0.24, k_{33} = 17.6%, e_{33}=0.106C m^{-2} transducer diameter = 8.5mm).

The curves 1 and 2 (Fig.1) obtained for backing materials with a low acoustic impedance involve a half wavelength thickness mode whereas the curves 3 and 4 correspond to a quarter wavelength mode because the high values of the backing acoustic impedance. The minimum conversion loss is reached with air backing (curve 1) and it is equal to 11.5dB at 8.7MHz.

With respect to results found for PZT transducers this conversion loss is large. This discrepancy is attributed to the high PVF_2 dielectric loss (tgδ) and low electromechanical coupling coefficient (k_{33}).

For instance a change of tgδ from 24% to 14% induces a loss decrease of 0.5dB, whereas an increase of k_{33} from 17.6% to 27.6% involves a conversion loss reduction of 3dB.

- Experimental results.

To check the computed results, a transducer implemented with 120µm thick PVF_2 film and air backing was performed. The minimum conversion loss is equal to 13dB at 8.7MHz with a relative bandwidth of 25%. The discrepancy of 1.5dB between calculated and experimental values of conversion loss is due to the untaking into account of electrical matching conditions in the theoretical model.

Influence of porous backing on PVF_2 transducer characteristics has been experimentally investigated. With a porous polyurethane backing, a conversion loss decrease between 1 and 2dB has been observed for an average pore diameter included between 7 and 12 wavelengths in air.

To enlarge the bandwidth, a quarter wavelength thick polystyrene layer has been bonded on the front face for matching PVF_2-water interface. Polystyrene (PSB) exhibits an acoustic impedance of $2.2 \times 10^6 kg\ m^{-2} s^{-1}$ and a velocity of $2120m\ s^{-1}$. The acoustic propagation loss is close to 11dB/cm at 5MHz. For the same frequency, the PSB thickness is equal to 108µm. In such conditions, the relative bandwidth of the transducer shows an increase of 6%.

- Focusing transducers.

For medical imaging, focusing air backed single-element transducers have been fabricated with 210µm thick PVF_2 films. In this case, the operating frequency is equal to 5MHz. Two focusing configurations have been implemented : the first consists of a polystyrene concave lens and a plane PVF_2 film, the second is made of a concave PVF_2 film. The second configuration seems easier to fabricate. As shown in Fig.2, the useful diameter of the transducer is equal to 12mm corresponding to 40 wavelengths at 5MHz.

The front matching polystyrene layer is concave-shaped by warm pressing at 70°C during 1 hour. Afterwards the electroded PVF_2 film is epoxy bonded on the spherical polystyrene layer. Then this double layered sphere portion is stuck on a polymethyl methacrylate cylinder. The PVF_2 transducer and the 50Ω matching transformer are encapsulated in a cylindrical polymer case. With a curvature radius of 113mm, the focal length is close to 80mm as a consequence of the large value (6.6) of the focal length to aperture diameter ratio.

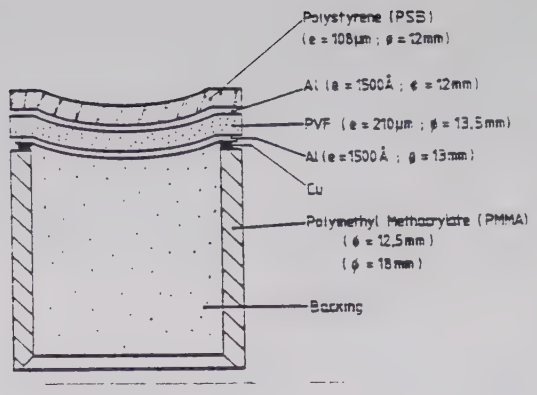


Fig.2. Schematic cross-section of a focusing PVF_2 transducer (f= 5MHz)

Fig.3 shows the axial relative pressure distribution of the beam launched by this transducer for a CW signal. The computed and experimental results are in good agreement. The minimum 3dB acoustic beam width is close to 2mm.

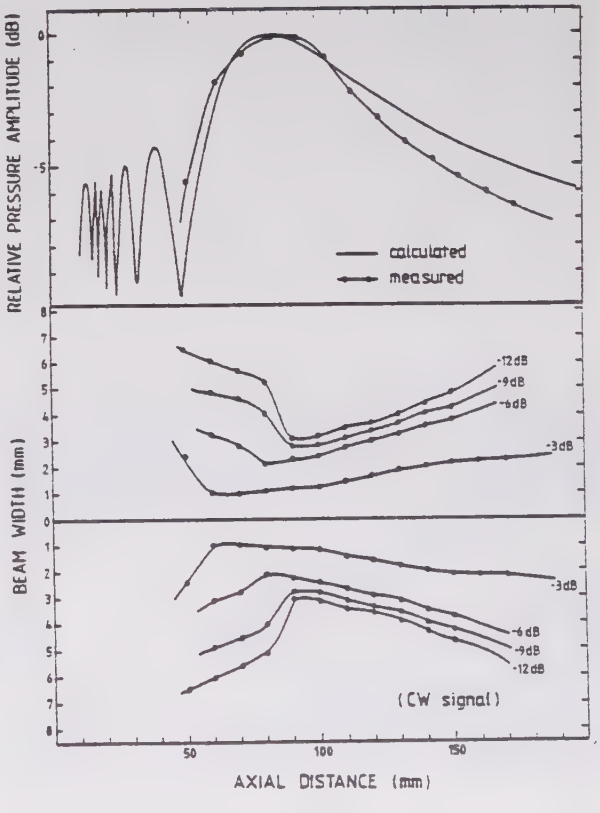


Fig.3. Computed and experimental axial relative pressure distributions in water.

To avoid conversion loss degradation the amplitude of the applied pulsed signal is limited to 400V.

The impulse response in transmitter-receiver operation is without spurious oscillation (see Fig.4). Its duration is equal to 1µs. In consequence the depth resolution is smaller than 1mm.

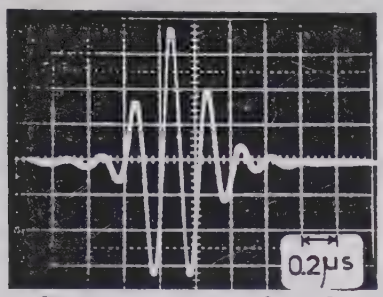


Fig.4. Impulse response of a focusing PVF_2 transducer.

The main characteristics of the transducer are summarized in table 1.

Frequency (MHz)	Relative bandwidth (%)	Focal length (mm)	Depth resolution (pulsed signal) (mm)	Conversion loss (dB)
5	32	80	0.8	13

Table 1. Characteristics of a focusing mono-element PVF_2 transducer.

This focusing transducer was tested in a commercial imaging system with manual scanning (see Fig.5). High quality images have been obtained, but the signal dynamic is limited by the large conversion loss.

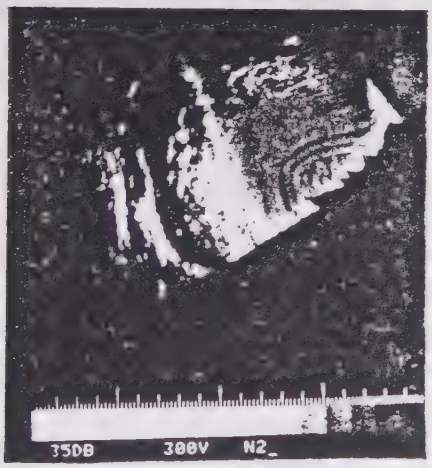


Fig.5. Acoustic image of a human liver obtained with a focusing PVF_2 transducer.

3- Array transducers

Array PVF_2 transducers have been implemented, the PVF_2 film being thick enough to get a width to thickness ratio (w/t) much smaller than 1.

In such conditions a single vibrating mode (array mode) (5) can be excited. Then with a 230µm thick PVF_2 film, a center frequency of 3.2MHz in water has been obtained for a ratio w/t equal to 0.54, the electrode being 125µm wide.

- Configuration.

The array configuration is schematically represented in Fig.6.

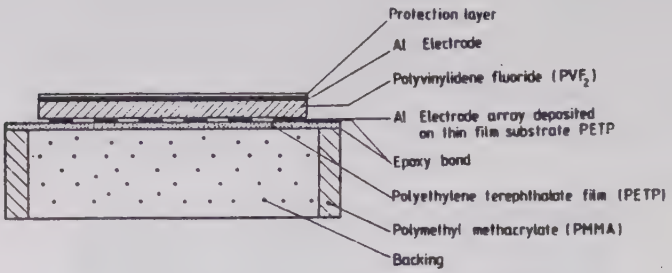


Fig.6. Schematic cross-section of an array transducer.

For fabricating array transducers the major problem is due to bad adhesion of narrow aluminum electrodes to PVF_2. Then the electrode array was deposited on a thin film (between 40 and 100µm in thickness) of polyethylene terephtalate (PETP). As a consequence of the strong adhesion strength of electrodes to this polymer (6) array transducers with a large aperture have been realized. The electroded PETP film is epoxy bonded on PVF_2. Then it is stuck on a polymethyl methacrylate frame. Porous polyurethane with a pore diameter of about 1mm is used as backing.

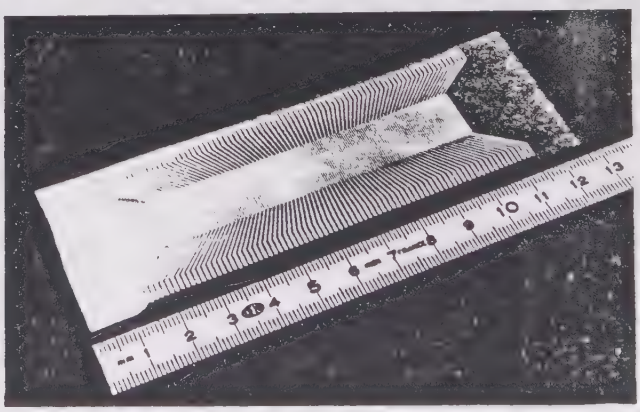


Fig.7.160 aluminum electrode array deposited on a 100µm thick PETP film substrate : electrode step = 0.5mm, electrode width = 0.125mm, useful electrode length = 14mm.

Fig.7 shows the electrode array, the step of which is close to one wavelength at the vibrating frequency (3.2MHz). 30 elements have been really used for the focusing test.

The probe is represented in Fig.8.

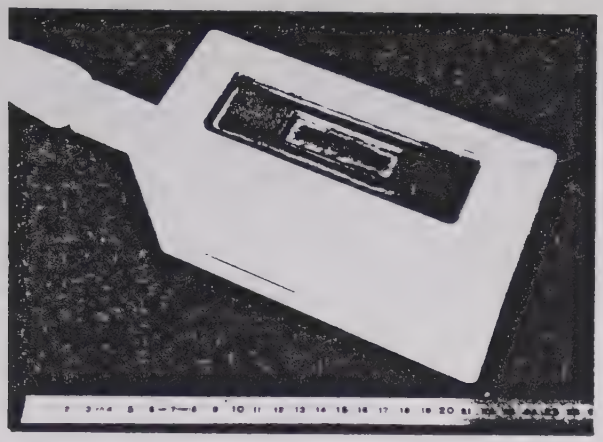


Fig.8. A PVF_2 array transducer.

- Experimental results.

Every elementary transducer is 50Ω matched by a toroïdal transformer which is connected in the probe near the electrode because the static capacity of an elementary transducer is small (1pF). In this case the dynamic is close to 35dB.

By shielding the transformers, the cross-coupling between two adjacent elements can be very low (-30dB) without inter-element grounded electrode. The acoustic cross-coupling is very weak because the electromechanical coupling coefficients k_{31} and k_{32} are small (quasi-static values : k_{31}=10%, k_{32}=2%).

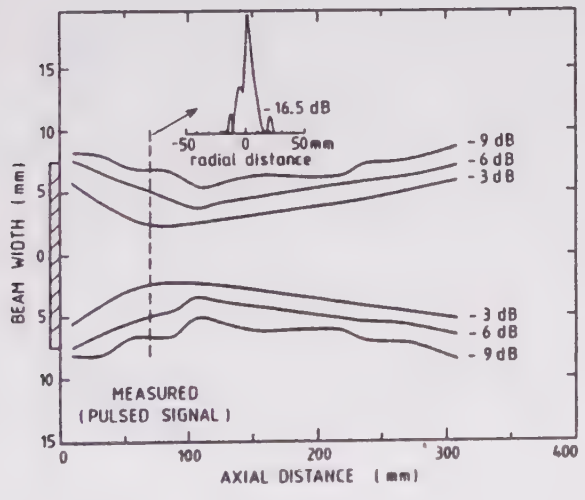


Fig.9. Relative pressure field of a focusing PVF_2 array transducer. The inset shows the radial pressure distribution in the focal plane.

An acoustic beam has been focused using electronic delay lines.

As shown in Fig.9 the pulsed acoustic radiation field was determined in a water tank with a small hydrophone for a focal length of 72mm, the focus corresponding to the axial pressure maximum. The narrowest 3dB beam width is close to 4.5mm for an useful aperture of 15mm.

The impulse response obtained for a transmitter-receiver operation (see Fig.10 does not present any spurious oscillation. Its duration is equal to 1.8μs leading to a depth resolution of 1.26mm (2.7 wavelengths). As measured by observing the spectrum of this impulse response (Fig.10) the 3dB relative bandwidth is close to 30% without front matching layer. The conversion loss is close to 15dB.

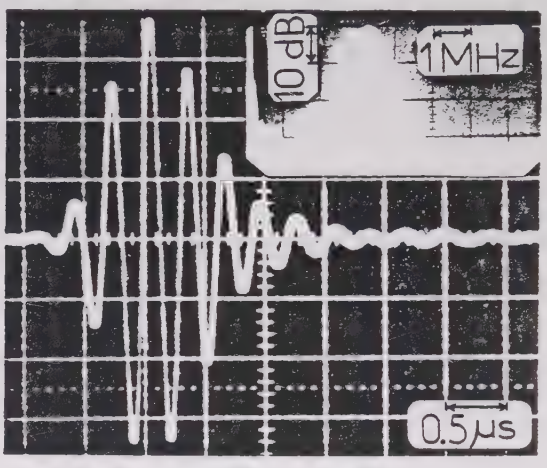


Fig.10. 30 element focusing array transducer impulse response in transmitter-receiver operation; inset: frequency spectrum of this impulse response.

4- Conclusions

Transducers for medical acoustic imaging have been fabricated with piezoelectric PVF_2 film, the thickness of which allows a single-element transducer to operate at 5MHz in a quasi-half wavelength vibrating mode. The transducer configuration has been optimized to reduce the conversion loss by backing and to enlarge the bandwidth by adding a front matching layer Moreover the PVF_2 flexibility has been utilized to implement focusing concave-shaped transducer whose the measured acoustic radiation field is consistent with the calculated prediction. With these transducers the impulse response is remarkly clean and high definition images have been obtained. Thick PVF_2 films have been also used to perform array transducers operating at 3.2MHz in the conventional array mode, the width to thickness ratio being equal to 0.54. Without grounded electrode the coupling between adjacent elements can be

very weak. The acoustic beam has been focused using electronic delay lines. As for mono-element transducer the impulse response is without spurious ringing. But these kinds of PVF_2 transducers present a relatively large conversion loss (13 db - one way). That is due to the PVF_2 low electromechanical coupling coefficient and high dielectric loss. With electron irradiated PVF_2 the dielectric loss is reduced to 0.19. For PVF_2, the lowest conversion loss reaches 10 db. However copolymers such as vinylidene fluoride-trifluoroethylene (7) are very promising and do not present the disavantages of PVF_2.

Acknowledgement

This work was supported in part by the Direction Generale de la Recherche Scientifique et Technique (France).

References

(1) L.N. Bui, H.J. Shaw and L.T. Zitelli "Study of acoustic wave resonance in piezoelectric PVF_2 film", IEEE-Trans. on Sonics and Ultrasonics, SU-24, n° 5 (1977) p.331.

(2) H. Ohigashi "Electromechanical properties of polarized polyvinylidene fluoride films as studied by the piezoelectric resonance method", J. Appl. Phys., vol. 47, n° 3 (1976) p.949.

(3) H.J. Shaw, D. Weinstein, L.T. Zitelli, C.W. Frank, R.C. De Mattei and K. Fesler, "PVF_2 transducers", 1980 Ultrasonics Symposium Proc., IEEE-80CH 1602-2, p.927.

(4) P. Ravinet, J. Hué, G. Volluet, P. Hartemann, D. Broussoux and F. Micheron, "Acoustic and dielectric loss process in PVF_2", 1980 Ultrasonics Symposium Proc., IEEE-80CH 1602-2, p.1017.

(5) A.R. Selfridge, G.S. Kino, B.T. Khuri-Yakub, "Fundamental concepts in acousric transducer array design" 1980 Ultrasonics Symposium Proc., IEEE-80CH 1602-2, p. 989.

(6) J.M. Burkstrand, "Metal polymer interfaces : adhesion and X-ray photo emission studies", J. Appl. Phys., vol. 52 n° 7 (1981) p.4795.

(7) H. Ohigashi, K. Koga, T. Nakanishi and M. Suzuki, "Piezoelectric properties of vinylidene fluoride and trifluoroethylene copolymers", Polymer Preprints, Japan, vol. 30, n°6, p.1104.

BIBLIOGRAPHIE

(1) R.W.B.STEPHENS
"Piezoelectricity and the growth of ultrasonics"
Journal de Physique, n°11-12, tome 33, 1972, p.4.

(2) J.B.LANDO, A. & HG.PETERLIN
Journal Polymer Sciences, A.4., (1966)

(3) M.KAWAI
"The piezoelectricity of polyvinylidène fluoride"
Japan Journal Applied Physics, 8, (1969)

(4) E.FUKUDA, S.TAKASHITA
"Piezoelectric effect in polarized polyvinylidène fluoride"
Japan Journal Applied Physics, 8, (1969), p.960.

(5) J.G.BERGMAN, MC.JH.FEE, G.R.GRANE
Applied Physics Letters, 18, (1971)

(6) L.BUI, H.J.SHAW, L.T. ZITELLI
"Experimental broadband ultrasonic transducers suing
PVF_2 piezoelectric film"
Electronics Letters, vol.12, (1976), p.393.

(7) J.CALLERAME, R.H.TANCRELL, D.T.WILSON
"Transmitters and receivers for medical ultrasonics"
Ultrasonics Symposium Proceedings IEEE (1979),p.407.

(8) N.CHUBACHI, T.SANNOMIYA
"Composite resonator using PVF_2 film and its application to concave transducer for focusing radiation of VHF ultrasonics waves"
Ultrasonics Symposium Proceedings IEEE (1977).

(9) H.OHIGASHI, T.NAKANISHI, T.ITOH, M.SUZUKI, R.OMOTO
"Study on piezoelectric polymer transducers for high resolution ultrasound imaging"
Document de "Basic Research Laboratories" de la "Toray Industries, Inc." (1979).

(10) J.HUE
"Caractérisation à haute fréquence d'échantillons de PVF_2"
Rapport final d'étude THOMSON-CSF, n°41.94.411 (1979).

(11) P.RAVINET, J.HUE, G.VOLLUET, P.HARTEMANN, D.BROUSSOUX, F.MICHERON
"Acoustic and dielectric loss processes in PVF_2"
Ultrasonics Symposium Proceedings IEEE (1980).

(12) L.BUI, H.J.SHAW, LT.ZITELLI
"Study of acoustic wave resonance in piezoelectric PVF_2 films"
IEEE Trans. Sonics Ultrasonics, SU-24,5,(1977), p.331.

(13) H.OHIGASHI
"Electromechanical properties of polarized polyvinylidène fluoride films as studied by the piezoelctric resonance method"
Journal of Applied Physics, vol.47, n°3, (1976), p.949.

(14) J.BOST
"Matières plastiques"
Technique et Documentation.

(15) F.MICHERON
"Thermodynamique du fluorure de vinydilène et applications"
Revue Technique THOMSON-CSF, vol.11, n°3, (1979).

(16) M.TAMURA, K.OGASAWARA, T.YOSHIMI
Ferroelectrics vol.10, (1976).

(17) R.G.KEPLER
Proc.175th. Meeting of the Amer.Chem.Soc.
Anaheim Cal. (1978).

(18) B.SERVET
"Contribution à l'étude des structures cristallines et des transitions de phase du polyfluorure de vinylidène"
Thèse Docteur de 3éme Cycle PARIS VII (1980)

(19) D.BROUSSOUX
"Contribution à l'étude de la morphologie et des structures cristallines induites par orientation mécanique ou électriques dans le polyfluorure de vinylidène"
Thèse Docteur de 3éme Cycle PARIS VII (1980)

(20) E.DIEULESAINT
"Ondes élastiques dans les solides"
MASSON et CIE.

(21) B.A. AULD
"Acoustic fields and waves in solids" WILEY INTERSCIENCE.

(22) H.G.NGUYEN
"Transducteur piézoélectrique"
Brevet n°81.06.851 TH-CSF(6 avril 1981)

-

(23) A.WEYNS
"Radiation field calculations of pulsed ultrasonic transducers"
part 1. Ultrasonics July (1980), p.183

(24) T.NAKANISHI, M.SUZUKI, H.OHIGASHI
"An improved ultrasonic transducer"
Brevet Européen n°00.14.693 (20 août 1980)

(25) J.SOUQUET, P.DEFRANOULD, J.DESBOIS
"Design of low loss wide band ultrasonic transducers for non invasive medical application"
IEEE Trans. Sonics Ultrasonics, SU-26, 2 (1979), p.75.

(26) H.OHIGASHI
"An improved electro acoustic transducer element"
Brevet Europeen de la TORAY ind.Inc., n°00.15.886, 17 septembre (1980).

(27) CS.DESILETS, AR.SELFRIDGE, G.S.KINO
"Highly efficient transducers arrays useful in non destructive testing applications"
IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings (1980),p.111.

(28) G.KOSSOFF
"The effects of backing and matching on the performance of piezoelectric ceramic transducers"
IEEE Trans. Sonics Ultrasonics, SU -13, (1966), p.20.

(29) H.G. JEFFREY

IEEE Trans. Sonics Ultrasonics, SU-26, 6, (1979), p.385.

(30) R.H.COURSANT

"Les transducteurs ultrasonores"

Acta electronica, n°22,2, (1979), p.129.

(31) J.FLEMING DIAS

"Construction and performance of an experimental phased array acoustic imaging transducer"

Ultrasonic Imaging n°3, (1981),p.352.

(32) E.K.SITTIG

"Transmission parameters of thickness driven piezoelectric transducers arranged in multilayer configuration"

IEEE Trans. Sonics Ultrasonics, SU-14, (1967),p.167.

(33) M.REDWOOD

" Transient performance of a piezoelectric transducer"

Journal Acoustic of the Society of America, n°33, (1961),p.527.

(34) J.CALLERAME, RH.TANCRELL, D.T.WILSON

"Comparaison of ceramic and polymer transducers for medical imaging"

IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings (1978),p.117.

(35) G.KOSSOFF, W.J.GARRETT, D.A.CARPENTER

"Principes and classification of soft tissues by Grey scale echography"

Ultrasound in medical and biologies, vol.2, (1976),p.89

(36) D.H.DAMERON

"An inhomogenous media model for the determination of acoustic parameters in tissues"

IEEE Trans. Sonics Ultrasonics SU-27,5, (1980),p.244.

(37) H.T.ONEIL

"Theory of focusing radiators"

Journal Acoustic of the Society of America.,vol.21,5,(1949),p.516.

(38) A.WEYNS

"Radiation field calculation of pulsed ultrasonic transducers"

part 2. Ultrasonics September 1980.

(39) M.GLEEN

Acoustic Imaging Plenium Press (1976),p.112.

(40) M.FINK

"La focalisation de Fresnel en échographie ultrasonore"

Thèse Docteur d'Etat PARIS VII.

(41) R.P.STEPANISHEN

"Transient radiation from pistons in an infinite planar baffle"

Journal Acoustic of the Society of America ,49,(1971),p.1629.

(42) B.G.BARDSLEY, D.A.CHRISTENSEN

"Beam patterns from pulsed ultrasonic transducers using linear systems theory"

Journal Acoustic of the Society of America 69, (1981),p.25.

(43) D.T.WILSON, RH.TANCRELL,J.CALLERAME
"PVF_2 polymer microprobe"
IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings (1979), p.506.

(44) J.D.LARSON
"A new vibration mode in tall, narrow piezoelectric elements"
IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings (1979), p.108.

(45) A.R.SELFRIDGE,G.S.KINO,B.T.KHURI YAKUB
"Fundamental concepts in acoustic transducer array design"
IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings (1980), p.989.

(46) M.PAPPALARDO
"Hybrid linear and matrix acoustic arrays"
Ultrasonics March (1981), p.81.

(47) B.AULD, M.E.DRAKE, CG.ROBERTS
"Monolithic acoustic imaging transducer structures with high spatial resolution"
Applied Physics Letters, vol.25, 9, (1974),p.478.

(48) C.S.DESILETS, J.FRASER, G.S.KINO
"Transducers arrays suitable for acoustic imaging"
IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings (1975), p.148.

(49) M.AHMED, R.L.WHITMAN,A.KOPEL
"Response of an isotropic acoustic imaging face plate"
IEEE Trans. Sonics Ultrasonics, vol.SU 20, n°4, (1973),p.323.

(50) W.H.CHEN,HJ.SHAW, D.G.WEINSTEIN, L.T.ZITELLI
"PVF_2 Tansducers for NDE"
IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings,(1978) , p.780.

(51) B.DELANNOY
"Reconstruction d'images acoustiques par échantillonnage et correction de phase"
Thèse Docteur d'Etat, Université de Valenciennes (1979)

(52) H.J.SHAW, D.WEINSTEIN, L.T.ZITELLI, CW.FRANK,R.C.DEMATTEI, K.FESLER
"PVF_2 transducers"
IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings (1980),p.927.

(53) G.W.FARNELL
"Capacitance and field distributions for interdigital surface wave transducers"
IEEE Trans.Sonics Ultrasonics, SU-17, n°3,(1970),p.188.

(54) E.S.FUGASON, V.L.NEWHOUSE
"Convolution and correlation using non linear interactions of Lamb waves"
IEEE Trans.Sonics Ultrasonics, SU-20,ND4,(1973)

(55) R.S.Wagers
"Low temperature Lamb wave propagation in PVF_2"
Journal Applied Physics 51 (11),(1980),p.5797

(56) J.M.BURKSTRAND
"Metal polymer interfaces : adhesion and X-ray photo emission studies"
Journal Applied Physics, vol.52,n°7, (1981), p.4795.

(57) H.OHIGASHI, T.NAKANISHI, M.SUZIKI
"Piezoelectric vibration transducers"
Brevet Europeen n°0019267 (22/11/80)

(58) H.G.NGUYEN
"Transducteur du type demi onde à élément actif en polymère piézoélectrique"
Brevet n°82.13357 THOMSON-CSF (30 juillet 1982).

(59) D.B.CAVANAUGH, CH.WANG
"Studies of elastic constants of oriented poly (éthylène térephthalate) films using Brillouin Scattering"
Journal Applied Physics 52 (10), (1981),p.5998.

(60) P.A.LEWIN
"Miniature piezoelctric polymer ultrasonic hydrophone probes"
Ultrasonics September 1981, p.213.

(61) D.R.BACON
"Characteristics of a PVDF Membrane hydrophone for use in the range 1-100MHz"
IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, vol.SU-29,n°1, January 1982 p.18.

(62) P.RAVINET,D.GUILLOU et F.MICHERON
"Transducteurs électroacoustiques à dôme sphérique de polymère piézoélectrique thermoformé"
Revue Technique THOMSON-CSF, vol.13,n°1, 1981.

(63) W.D.CRAGG et N.W.TESTER
"Transducteurs téléphoniques utilisant une feuille de polymère piézoéelctrique"
Revue des Télécommunications, n°52/4, 1977.

(64) R.LERCH et G.M. SESSLER

"Microphones with rigidly supported piezopolymer membranes"

J.Acoust.Soc.Am.67 (4), April 1980,p.1379.

(65) F.MICHERON

"Vers une nouvelle génération de capteurs grâce aux polymères piézoéelectriques"

Mesures - Régulation - Automatisme - Novembre 1981,p.74.

(66) KP.KOO, E.F.CAROME

"Frequency mixing in fibre optic interferometre systems"

Elecronics Letters n°11,vol.17, May 1981, p.380.

(67) J.DONALDS, WG.FRENCH, WC.MITCHELL, RM.SWINEHART en T.WEI

"Elecric field sensitive optical fibre using piezolectric polymer coating"

Electronics letters, vol.18, April 1982, n°8, p,327.